radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio • Fernsehen • Elektroakustik und Elektronik

Bericht von der Leipziger Herbstmesse 1964

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
OKTOBER 1964 20

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik.

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Foltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Dieses vollelektronische polyphonspielbare Musikinstrument „Matador" (emp³) der Firma F. A. Böhm KG., Klingenthal, benötigt zur Stromversorgung lediglich zwei 4,5-V-Flachbatterien, mit denen es etwa 200 Stunden betrieben werden kann.

Foto: P. Kuhl

UNSERE LESER SCHREIBEN

In der Ausgabe von radio und fernsehen Heft 15 dieses Jahres wird auf Seite 457···459 ein Transistor-Kleinstempfänger beschrieben. Da aber einige Stellen schlecht gedruckt sind (?!) und nichts zu lesen ist, möchte ich Sie fragen, um was für einen Drehkondensator es sich bei diesem Empfänger handelt. Auf Grund der Kleinheit des beschriebenen Gerätes vermute ich, daß es sich um den Drehko vom „Mikki" handelt.

P. R., Schwarze Pumpe, Wohnlager III

Zu Ihrer Frage schreibt der Autor der Bauanleitung „Ein einfacher Transistor-Kleinstsuper" (S. 457, 1. Spalte, 5. bis 10. Zeile): „Die Abstimmung des Vorkreises erfolgt ebenso wie die des Oszillatorkreises kapazitiv unter Verwendung des keramischen Kleinstdrehkondensators des VEB Keramische Werke Hermsdorf." Eine nähere Typenangabe ist in dem Beitrag leider nicht enthalten.

*

Angeregt durch Ihre Bauanleitung „Eichgenerator mit harmonischen Teilern" im Jahrgang 1963, H. 22, S. 692 möchte ich besagtes Gerät nachbauen. Allerdings habe ich nur einen 2-MHz-Quarz, so daß ich also – nach Bauanleitung – Frequenzen unterhalb 2 MHz erzeugen und synchronisieren kann. Ich möchte aber noch eine Frequenz über 2 MHz zur Verfügung haben.
Versucht habe ich, einen 10-MHz-Oszillator in verschiedenen Schaltungsvarianten zu synchronisieren. Aber der Haltebereich ist so klein, daß kleinste Änderungen (z. B. Röhrenerwärmung) zum Auskippen führen. Außerdem enthielt der 10-MHz-Oszillator durch die starke Einkopplung der Synchronisierspannung einen zu hohen 2-MHz-Anteil. Können Sie mir einen Rat geben? Mich würde interessieren:

1. Ist in diesem Falle die 5. Harmonische schon zu hoch?
2. Welche Oszillatorschaltung läßt sich bei diesen Frequenzen am leichtesten synchronisieren?

M. D., Karl-Marx-Stadt

In jedem Oszillator entstehen — neben der gewünschten Frequenz — auch Oberwellen, die ein Vielfaches der Oszillatorfrequenz betragen. Es dürfte deshalb kaum ein Problem sein, aus einem 2-MHz-Oszillator 10 MHz zu erhalten. Da die Amplitude dieser Oberwelle (es ist immerhin die 4. Oberwelle) am Ausgang des Oszillators zu gering sein dürfte, ist es ratsam, eine Verstärkerstufe nachzuschalten. Wenn Sie diese Verstärkerstufe als Selektivverstärker für 10 MHz ausführen, unterdrücken Sie damit gleichzeitig das Grundwellensignal auf 2 MHz. Damit dürften Ihre Fragen eigentlich schon beantwortet sein, aber wir möchten sicherheitshalber auf Ihre Fragen 1 und 2 nochmals direkt antworten:
1. Mit der 4. Oberwelle (5. Harmonische) eines Oszillators können Sie einen zweiten Oszillator synchronisieren, empfehlenswert ist, eine 10-MHz-Verstärkerstufe hinter dem Muttergenerator zu schalten.
2. Ihre Frage zielt offensichtlich auf Oszillatoren, die eine Sinus- oder beinahe eine Sinuswelle erzeugen. Diese Frage können wir nicht beantworten. Synchronisieren lassen sich alle freilaufenden Oszillatoren mehr oder weniger gut, als Synchronisierspannung schätzen wir, daß (größenordnungsmäßig) 1 V unbedingt bei Röhrenoszillatoren ausreicht.

Einer unserer Leser richtete über unsere Redaktion folgenden Brief an einen unserer Autoren:
Im Aprilheft der Zeitschrift radio und fernsehen lasen wir Ihre Bauanleitung eines 100-W-Verstärkers. Wir haben teilweise mit dem Nachbau des Gerätes begonnen. Leider war es uns bis jetzt nicht möglich, einen Ausgangs- und Netztrafo zu beschaffen.
Wäre es Ihnen möglich, je ein Stück der genannten Trafos uns zu beschaffen, oder eine Firma zu nennen, die diese Transformatoren wickeln oder liefern könnte?

H.W., Waldsieversdorf/Strausberg

Gestatten Sie, daß wir den Brief selbst beantworten, den Sie über unsere Redaktion an einen unserer Autoren richteten. Wir glauben nämlich, daß Ihr Brief infolge eines Irrtums entstand.
Sie fragen unseren Autor nach Bezugsquellen für Netz- und Ausgangstrafos zu seiner Bauvorschrift in unserem Heft 8 dieses Jahres. Diese Frage wird aber in der betreffenden Bauanleitung beantwortet, indem der Autor die Wickeldaten der beiden Transformatoren genau angibt. Das bedeutet, daß dem Amateur alle Angaben gegeben werden, der den beschriebenen 100-W-Verstärker nachbauen möchte; er kann auch die Trafos mit Hilfe dieser Informationen selbst anfertigen. Fertig zu kaufen gibt es die Transformatoren ebenso wenig wie den 100-W-Verstärker. Es handelt sich bei der Veröffentlichung, wie ja auch in der Überschrift vermerkt, um eine Bauanleitung, d. h. um ein Gerät, das interessierte Amateure nachbauen können.
Sie müssen also entweder die Trafos selbst anfertigen oder von jemandem anfertigen lassen, der die entsprechenden Voraussetzungen dafür hat. Oder aber — das müssen Sie selbst entscheiden — Sie lassen das Projekt des 100-W-Verstärkers erst einmal fallen und bauen zunächst einfachere Geräte nach, um mit der Materie ganz vertraut zu werden. Unsere Zeitschrift bietet genügend andere, einfachere Bauanleitungen.

*

In diesem Zusammenhang sehen wir uns veranlaßt, unsere Leser nochmals zu bitten, an unsere Autoren nicht das Ansinnen zu richten, ihnen E-Teile zu besorgen. Wir leiten zwar grundsätzlich alle Briefe an unsere Autoren weiter (der vorliegende Brief war offen und an uns adressiert), möchten aber andererseits keinem unserer Autoren Aufgaben zumuten, die sich nicht unmittelbar aus seiner Verfassertätigkeit ergeben.

*

Aus mir zugänglichen Unterlagen kann ich leider nicht entnehmen, welcher europäische Röhrentyp sich hinter der Bezeichnung 12 AX 7 verbirgt, bzw. durch welche Röhre aus unserer Produktion diese ersetzt werden kann.

W. S., Eilenburg

Die amerikanische Röhre 12 AX 7 ist identisch mit unserer Röhre ECC 83.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Vereinfachtes Verfahren zur Messung der Schaltzeitkonstanten von Transistoren
- Ein Baukastensystem für den Versuchs- und Laboraufbau elektronischer Baugruppen und Geräte
- Einfache Vorrichtung zum Ätzen von Leiterplatten
- Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Mikroelektronik
- Der transistorisierte Spannungsstabilisator

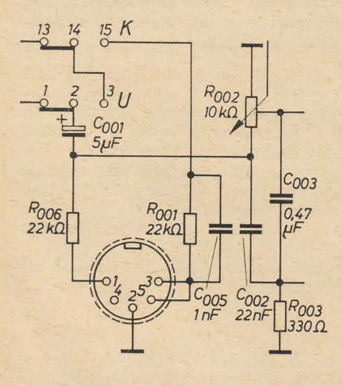


▼ **Kybernetische Systeme** sollen in der Zukunft die Betriebsführung der Deutschen Reichsbahn weitgehend automatisieren. Komplexe Datenverarbeitungsanlagen werden schon in absehbarer Zeit vollautomatisch Bestand und Bedarf an Güterwagen erfassen, Leerwagen verteilen, Prognosen für die Güterwagenströme aufstellen und die Güterzüge vormelden. Digitale Rechenautomaten werden optimale Zugbildungs- und Fahrplanvarianten ermitteln.

▼ **Eine neue Methode des Farbfernsehens** haben die japanischen Radio- und Fernsehwerke Sony entwickelt. Bei diesem sogenannten „Chromatron"-Verfahren wird nur ein Katodenstrahl verwendet, der durch ein elektrisch geladenes Drahtgitter gebrochen wird und auf der Fernsehbildröhre auf vertikale Bänder von phosphoreszierender Farbe auftrifft.

▼ **Armbanduhrenempfänger,** die durch die Körperwärme des Trägers betrieben werden, werden von Experten als die zukünftigen Miniaturempfänger angesehen.

▼ **Berichtigung:** Die Schaltung des UKW-Transistorkofferempfängers R 110 wurde gegenüber unserem Schaltbild im Heft 19 (1964) S. 596/597 vom Werk der folgenden Zeichnung entsprechend geändert. Außerdem erhielt der Widerstand R_{209} den Wert 4,7 kΩ.



Bestimmung von Polynomnullstellen für Filterberechnungen

Das Rechenzentrum des VEB Atomkraftwerk, Berlin-Pankow, hat ein Rechenprogramm entwickelt, mit dessen Hilfe die Bestimmung von Polynomnullstellen auf bis zu 80 Dezimalstellen mit der Rechenanlage ZRA 1 möglich ist.
Normalerweise liefert die Rechenanlage ZRA 1 nur 11 Dezimalstellen, die jedoch für Filterberechnungen nicht ausreichten. Das Programm ist so angelegt, daß die Rechenzeiten und damit die Kosten optimal niedrig bleiben. Bei einem Polynom 10ten Grades aus der Filtertheorie ergab sich etwa eine Stunde Rechenzeit.
Aufträge können z. B. über Fernschreiber (011 790) erteilt werden.

Große Zukunft für Halbleiter-Laser

Sowjetischer Physiker auf der Generalversammlung der Akademie der Wissenschaften der UdSSR

Unter den Lasern, den Generatoren für den optischen Bereich der elektromagnetischen Wellen, nähmen jetzt die Halbleiterquantengeneratoren einen besonderen Platz ein, erklärte Akademiemitglied Bassow, Direktor des Physikalischen Instituts der Sowjetischen Akademie der Wissenschaften, auf der Generalversammlung der Akademie in Moskau. Deren Abmessungen betrügen gegenwärtig nur Zehntelmillimeter. Die von ihnen abgegebene Lichtstrahlung sei hunderttausende Male stärker als die der besten Rubin-Generatoren, die bereits in großem Maße angewendet werden. Der sowjetische Wissenschaftler verwies besonders auf die Möglichkeit, mit Hilfe von Halbleiterlasern in nächster Zukunft unter einem Wirkungsgrad von nahezu 100% elektrische Energie direkt in Lichtenergie umzuwandeln.
Vor kurzem habe man auch, so führte Bassow weiter aus, zunächst allerdings rein theoretisch, die grundsätzliche Möglichkeit der Umkehrung dieses Prozesses – also die Umformung des Laserstrahles in elektrische Energie – nachgewiesen. Der erreichbare Wirkungsgrad wird bei diesem Vorgang ebenfalls auf annähernd 100% geschätzt. Wenn sich dieser Prozeß praktisch verwirklichen läßt, so eröffnet sich die Möglichkeit einer leitungslosen Übertragung von Elektrizität über beträchtliche Entfernungen.

Messung von Hochfrequenzleistungstransistoren

Bei der Messung der Hochfrequenzparameter von HF-Leistungstransistoren in Brückenschaltung ergeben sich durch die notwendige Wärmeabfuhr über ein mehr oder weniger großes Kühlblech oft beträchtliche Schwierigkeiten. Nach einem Vorschlag der amerikanischen Meßgerätefirma General Radio Comp. werden diese Schwierigkeiten dadurch beseitigt, daß die Vorspannung nicht mit Gleichstrom eingestellt wird, sondern daß der Transistor mit pulsierender Vorspannung betrieben wird. Zur Nullanzeige ist dann anstelle eines Instrumentes ein Oszilloskop zu benutzen.

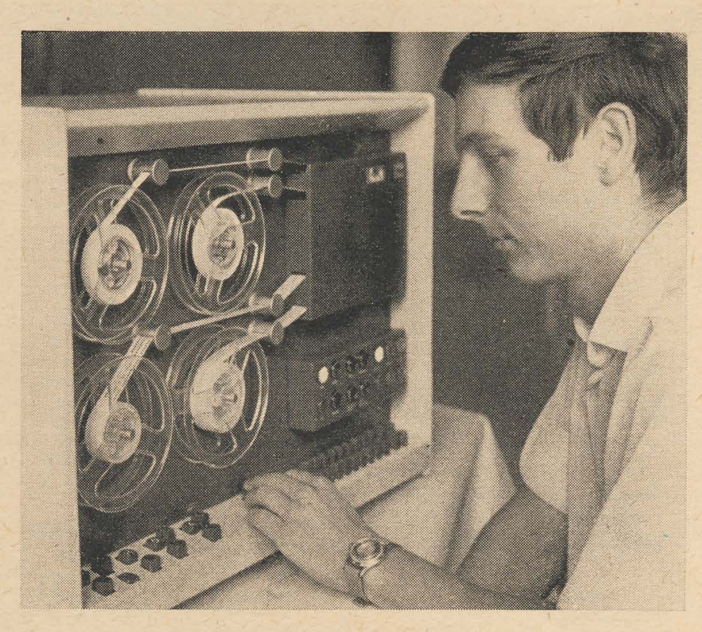
Gemeinschaftsforschung für Elektronenrechner in England

Ende Juli wurde in London der National Electronics Research Council gegründet, dessen wichtigster Aufgabenbereich die im Dienste der britischen Hersteller von Elektronenrechnern und anderem elektronischen Gerät gemeinschaftlich betriebene technische und technologische Forschung auf diesen Spezialgebieten ist. Die neue Forschungsstelle wird aus freiwilligen Produzentenbeiträgen finanziert, zu denen höchstwahrscheinlich Staatszuschüsse hinzukommen werden; der äußere Anlaß zur Schaffung einer solchen wissenschaftlich-technischen Zentralorganisation liegt in der Feststellung, daß Englands Elektronikindustrie nach einstiger Weltführung seit einiger Zeit von der amerikanischen Konkurrenz sowohl im technischen und technologischen Fortschritt als auch im Preis der Enderzeugnisse überholt worden ist.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 8 (1964) entnahmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellung zu bestellen.

Literatur über Mikrominiaturtechnik – Mikromodule – Molekularelektronik (DK: 621.3.049.002.234; 621.38.04.002.234).
Titelanzahl: 72 (16 S.). Berichtsz.: 1959–63.



Dieser elektronische Kleinstrechenautomat D 4 s vom Institut für maschinelle Rechentechnik der Technischen Universität Dresden ist — einschließlich der Ein- und Ausgabegeräte — nicht größer als ein Tischfernsehempfänger. Die rechnerische Leistung entspricht dem bekannten Zeiss-Rechner ZRA 1.

Neuartiges elektronisch-optisches Speicherwerk

Ein elektronisch-optisches Speicherwerk auf Kaliumchlorid-Grundlage haben Mitarbeiter des Instituts für Elektronik, Automation und Fernschaltung der Grusinischen Akademie der Wissenschaften entwickelt. Impulse eines Elektronenstrahls werden auf einer dünnen Schicht Kaliumchlorid fixiert, die auf einen durchsichtigen Bildschirm aufgetragen worden ist. Der Elektronenstrahl „wandert" in vorgeschriebener Richtung über den Bildschirm und markiert Informationen als dunkle und helle Punkte.

Das neue „Verfahren der optischen Speicherung" hat große Vorzüge. Mit ihm lassen sich Informationen von einem Speicherwerk mehrfach aufzeichnen. Die mit dem Elektronenstrahl aufgezeichneten Informationen können praktisch unbegrenzt lange aufbewahrt werden. Sie bleiben erhalten, nachdem das Speicherwerk vom Spannungsnetz abgeschaltet ist. Die Informationen werden in Tausendstelsekunden aufgezeichnet. Der Bildschirm mit Kaliumchlorid-Schicht besitzt eine Aufnahmefähigkeit von über 10 000 Impulsen auf einen Quadratzentimeter Fläche.

Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-St. Leipzig O 27, Melscherstr. 7.

Literatur über Plattenspieler
Lit.-Nr.: 144/64. Titelanzahl: 100 (13 S.). Berichtsz.: 1959–63.
Hrsg.: Deutsche Bücherei. Abt. Auskunft. Leipzig C 1, Deutscher Platz.

Literatur über die Anwendung von radioaktiven Isotopen in der Elektrotechnik (DK: 54.02.539.16: 621.3).
Titelanzahl: 12. Berichtsz.: 1953 bis 1964.
Hrsg.: VVB Hochspannungsgeräte u. Kabel. Leit-BfN Nr. 31. Gr. Inf. u. Dok. Berlin-Lichtenberg, Landsberger Chaussee 36a.

Literatur über Schallaufzeichnung und -wiedergabe
Lit.-Nr.: 135/64. Titelanzahl: 63 (7 S.). Berichtsz.: 1959–63 Auswahl.
Hrsg.: Deutsche Bücherei. Abt. Auskunft. Leipzig C 1, Deutscher Platz.

Literatur über Schmitt-Trigger (DK: 621.373.431.1).
Titelanzahl: 23 (3 S.). Berichtsz.: 1958–64.
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-St. Leipzig O 27, Melscherstr. 7.

Literatur über die Transistorherstellung
Lit.-Nr.: 40. Titelanzahl: 43 (5 S.). Berichtsz.: 1959–63 Auswahl.
Hrsg.: VEB Halbleiterwerk. Werkteil Stahnsdorf. Dok. Stahnsdorf, Ruhlsdorfer Weg.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. OKTOBERHEFT **20** 1964

Impulsverfahren zur Fernübertragung des Azimuts bei Rundsichtradaranlagen

VOLKER OHLOW

Einleitung

Zur Synthese eines fernübertragenen Radarbildes bei einem Rundsichtgerät werden drei Informationen benötigt:

1. die Radarvideoimpulse, die den empfangenen Echos entsprechen,
2. die den Azimutwinkel der Antenne enthaltende elektrische Größe und
3. der Synchronimpuls für die Zeitablenkung des Sichtgerätes [1].

In diesem Beitrag soll ein Impulsverfahren beschrieben werden, das trotz Zeitstaffelung (Zeitmultiplex) der Winkelsignale mit den Videoimpulsen und Einbeziehung des Synchronimpulses in die Impulsgruppe der Winkelinformation k e i n e n fremdsteuerbaren Radarmodulator erfordert. Man kann deshalb die Fernübertragung nachträglich an bereits im Einsatz befindliche Radargeräte anschließen. Als einzige Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Verfahrens muß eine gleichmäßige Antennenrotation vorhanden sein.

Wie bereits in [1] erwähnt, bieten Impulsverfahren die größte Sicherheit und Genauigkeit bei vertretbarem Aufwand. Sie erfordern keine Amplitudenlinearität des Übertragungskanals und gestatten die Verwendung von rückgekoppelten Impulsverstärkern zur Formverbesserung. Sie haben deshalb die weiteste Verbreitung von allen Systemen gefunden.

Grundsätzlich sollte das Verhältnis zwischen Signal- und Störamplitude wegen der Unterdrückung von Überlagerungen so groß wie möglich sein. Durch geeignete Wahl der Spektralcharakteristik des Nutzsignals und Wahl geeigneter Auswerteverfahren für diese sollte der Empfänger optimal für das Nutzsignal ausgelegt werden. Auf Grund der zur Impulsübertragung notwendigen endlichen Bandbreite verbleiben jedoch auch noch nach dem Analysator Störsignale.

Es ist auch möglich, die bestimmte Form der Antennenwinkeldaten zur Selektion auszunutzen. Da man etwa weiß, wann das Signal kommt und welcher Art es sein wird, können im Empfänger entsprechende Sperren oder Kreise nur für das Signal (oder die Signalfolge) geöffnet sein und alle anderen ausschließen (z. B. Winkeltorung).

Das hier beschriebene Verfahren benötigt zur Übertragung nur einen Kanal, erfordert aber hinsichtlich der Störfestigkeit eine Codierung der Impulsfolgen.

Codierung von Impulsen

Wird als Informationsträger ein Einzelimpuls benutzt, so können gleiche Interferenzsignale mit gleichen Frequenzkomponenten vom Empfänger natürlich nicht unterschieden werden. Sind die Interferenzsignale nicht allzu kräftig und vor allem nicht zu zahlreich, schafft hier die Codierung des Impulses Abhilfe.

Die einfachste Lösung besteht in der Erzeugung einer Impulsgruppe mit ungleichen, aber exakten Abständen. Der Empfänger kontrolliert die Impulsfolge und sperrt andersartige. Die Wahrscheinlichkeit, daß eine gleiche Impulsgruppe durch Überlagerung entsteht, ist sehr gering.

Bild 1: Einfacher Dreifachimpulsvercoder

Einen einfachen Vercoder zeigt Bild 1. Die beiden Sperrschwinger $Rö_{1a}$ und $Rö_{2a}$ sind durch negative Gittervorspannungen gesperrt. Der Impuls des Radarmodulators erzeugt an B einen positiven Impuls, und an der Anode von $Rö_{1a}$ (Punkt A) entsteht ein Impuls von weniger als einer Mikrosekunde Dauer. Gleichzeitig läuft der positive Impuls aber auch von B über die 2-μs-Verzögerungsleitung zum Gitter von $Rö_{1b}$, tritt an der Anode von $Rö_{1b}$ negativ auf und erzeugt an A und über die induktive Kopplung auch an B einen zweiten Impuls, der gegenüber dem ersten um exakt 2 μs verzögert ist.

Durch diese beiden Impulse am Gitter von $Rö_{1a}$ hat sich C_1, der entsprechend dimensioniert ist, so weit aufgeladen, daß die Röhre für eine Zeit gesperrt ist; der Vorgang wiederholt sich also nicht.

Inzwischen ist der erste Impuls über $Rö_{1b}$ auch an D aufgetreten, durchläuft die 4-μs-Verzögerungsleitung bis E und löst $Rö_{2a}$ nach einer Gesamtverzögerung von 6 μs aus. Dabei wird durch diesen einmaligen Impuls C_2 bis zur Sperrung der Röhre aufgeladen, so daß der 2 μs später folgende zweite Impuls $Rö_{2a}$ nicht mehr auslösen kann.

Am Katodenwiderstand R des Sperrschwingers stehen jetzt drei Impulse mit exakt 0,2 und 6 μs Verzögerung zur Verfügung. Diese Impulse werden zum Mischer geführt und mit den Videosignalen kombiniert.

Es kann durch die Verzögerungsleitungen auch eine andere Kombination der Zeitverzögerung hergestellt werden. Die Verzögerung sollte jedoch groß genug sein, damit die Impulsfolge nicht durch Video- oder Interferenzsignale verwischt wird, aber auch nicht größer als einige μs wegen der geometrischen Abmessungen der Verzögerungsleitungen.

Die Decodierung der Impulsfolge zeigt der obere Teil von Bild 2. Die Trennung der Impulse von „langen Impulsen", wie sie z. B. durch sehr dichte Überlagerung zweier oder

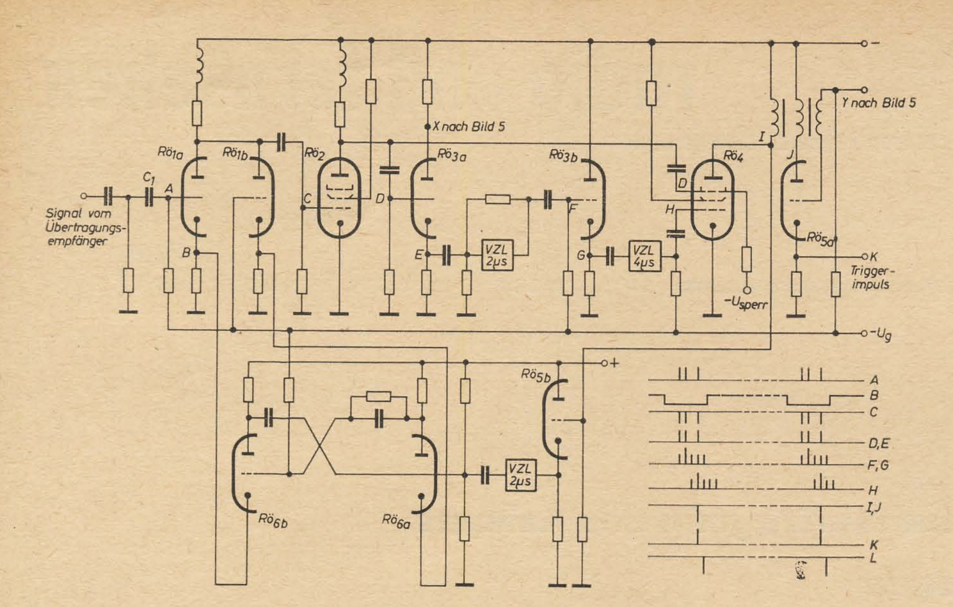


Bild 2: Dreifachimpulsdecoder mit Interferenzsignalunterdrückung

mehrerer Impulse vorkommen könnten, geschieht durch den Gitterkreis der $Rö_{1a}$. So werden lange Signale an der Erzeugung falscher Informationen oder der Dehnung von Impulsintervallen gehindert, wie aus dem nachfolgenden verständlich wird.

Der erste ankommende positive Impuls ladet C_1 und sperrt $Rö_{1a}$ für eine kurze Zeit, wodurch bereits die Aussonderung der langen Impulse erfolgt. $Rö_{1a}$ kann vorgespannt werden, um nur Impulse oberhalb einer definierten Größe durchzulassen, wie es z. B. bei Anwendung der Amplitudenselektion von Impulsen und Videosignalen notwendig ist. Schwache Interferenzsignale werden auf diese Weise ebenfalls mit ausgeschlossen. Der Impuls tritt am Gitter von $Rö_2$ auf. Diese Stufe arbeitet als Begrenzer. Nach Passieren des Katodenfolgers $Rö_{3a}$ erreicht das Impulstrio das Gitter von $Rö_{3b}$ zweimal: einmal direkt und das zweite Mal mit einer Verzögerung von 2 µs. Dadurch kommen nun der zweite unverzögerte und der erste verzögerte Impuls gleichzeitig bei F an. Der zweite Impuls besitzt folglich doppelte Amplitude. Diese fünf Impulse erreichen das Gitter von $Rö_4$ nach einer weiteren Verzögerung von 4 µs. $Rö_4$ ist nun so vorgespannt, daß nur der zweite Impuls mit seiner doppelten Amplitude am Gitter wirksam wird. Da dieser Impuls eine Gesamtverzögerung von 6 µs besitzt, wird er gleichzeitig mit dem dritten unverzögerten Impuls, der am Bremsgitter von $Rö_4$ liegt, diese Röhre erreichen. Nur wenn beide Gitter gleichzeitig Impulse führen, fließt der Anodenstrom. Jedes Gitter allein sperrt $Rö_4$ völlig, wenn kein Impuls anliegt. Dieser Anodenimpuls löst den Sperrschwinger $Rö_{5a}$ aus, und am Katodenwiderstand tritt ein steiler Impuls auf, der abgenommen werden kann und der aber auch gegenüber dem ursprünglichen um 6 µs verzögert worden ist. Hierin liegt der Hauptnachteil von Codiersystemen. Da der Decoder immer erst die gesamte Signalfolge abwarten muß, um festzustellen, ob es das Nutzsignal ist, kann er erst ein Ausgangssignal nach Eintreffen des gesamten Codes abgeben, wobei es immer um diese Zeit verzögert sein muß. Der Sperrschwinger kann nicht ausgelöst werden, wenn diese Impulsfolge nicht eingehalten wird.

Wie weit verbessert nun die Codierung die Wahrscheinlichkeit einer richtigen Übertragung? Periodische Impulse können kein Antwortsignal an $Rö_4$ erzeugen, wenn ihre Frequenz kleiner ist als der Kehrwert der Verzögerung der Leitungen. Wohl aber kann eine schnelle Impulsfolge eine gewisse Störwahrscheinlichkeit haben. Ebenso hat Rauschen eine endliche Wahrscheinlichkeit, das Verfahren zu beeinflussen.

Zur Abschätzung nimmt man nun an, daß je Sekunde n zufällige Impulse mit der Dauer a auftreten. Dann liegen am Gitter $Rö_{3b}$ durch die 4-µs-Verzögerungsleitung na Sekunden lang Signale. Die Wahrscheinlichkeit der Übertragung eines unverzögerten Impulses mit einem verzögerten ist $2\,na$, wobei die 2 aus der Voraussetzung erhalten wird, daß jede Überlagerung über alles ein Signal erzeugt. Da aber ebenfalls n Impulse zur Überlappung vorhanden sind, ist die Zahl der verstärkten Signale an $Rö_4$ $2n^2 \cdot a$ (je s). Die Wahrscheinlichkeit, daß ein Impuls davon mit denen am Bremsgitter übereinstimmt, ist wieder na und damit die Zahl der Impulse je s, die $Rö_4$ auslösen, $2n^3 \cdot a^2$. Verglichen mit n, der Zahl der real existierenden interferierenden Impulse, ergibt das ein Verbesserungsverhältnis von

$$\frac{n}{2\,n^3 \cdot a^2} = \frac{1}{2\,n^2 \cdot a^2}$$

Ist z. B. $n = 10^4$ und $a = 1$ µs, wird das Verhältnis 5000!

Im unteren Teil von Bild 2 ist eine Einrichtung dargestellt, die die Signale generell sperrt, ausgenommen zu den Zeiten, an denen die gewünschten Signale erwartet werden.

Der Koinzidenzimpuls an der Anode $Rö_4$ wird über einen Katodenfolger einem monostabilen Multivibrator zugeführt ($Rö_{6a}$, $Rö_{6b}$). Im Normalzustand führt $Rö_{6a}$ Strom. Erreicht eine Signalfolge, die an $Rö_4$ einen Impuls erzeugt, den Empfängereingang, so kippt dieser Impuls den Multivibrator, $Rö_{6b}$ öffnet und $Rö_{6a}$ sperrt. Durch den Anodenstrom von $Rö_{6b}$ wird das Katodenpotential von $Rö_{1a}$ um so viel angehoben, daß auch der höchste Signalpegel die Röhre nicht auslösen kann. Entsprechend der Impulsfolgefrequenz der codierten Impulsgruppen wird eine Zeit später der nächste Dreierimpuls erwartet. Der Multivibrator ist nun so dimensioniert, daß er kurz vor Ankunft der Impulse zurückkippt und in diesem Zustand bleibt, bis das Koinzidenzsignal an $Rö_4$ ihn wieder $Rö_{1a}$ sperren läßt.

Während $Rö_{1a}$ sperrt, wird $Rö_{1b}$ aufgesteuert und dient als Kurzschluß des Decodereinganges, um ungewollte Impulse, Störungen oder Rauschen im gemeinsamen Anodenkreis zu unterdrücken bzw. stark zu dämpfen.

Die Offenzeit des Decodereinganges muß aber immerhin groß genug sein, um alle Unregelmäßigkeiten in der Impulsfolgefrequenz sowie der Rückkippzeit des Multivibrators zu erfassen.

Das Verfahren kann jetzt auch Impulse entschlüsseln, die mit dem Videosignal zeitgestaffelt sind. Soll mehr als eine Impulsfolge decodiert werden, wird der Decoder entsprechend umfangreicher und der Multivibrator von der letzten Impulsgruppe oder von einem konstanten Impuls des Verzögerungskreises ausgelöst.

Derartige Verfahren sind z. B. vom Sekundärradar her bekannt.

Das Flimmerimpulsverfahren

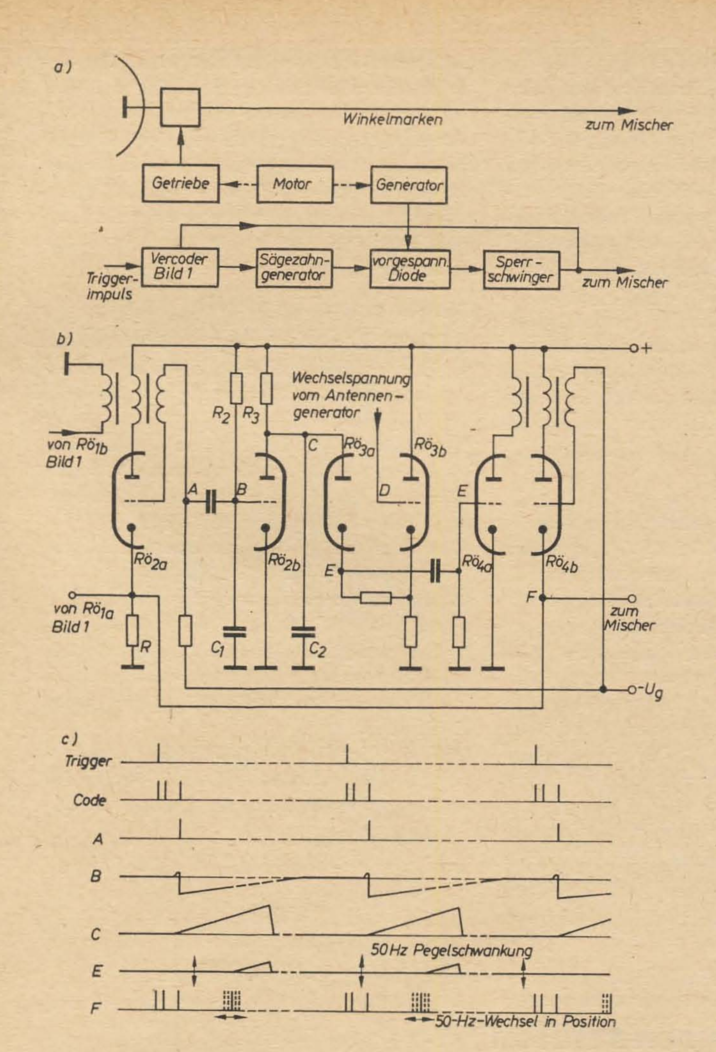
Das ausgeführte Verfahren außer den bereits behandelten Codiereinrichtungen zeigen die Bilder 3, 4 und 5. Es beruht auf der Steuerung der Zeitverzögerung zweier Impulse durch das periodische Sinussignal des Antennengenerators.

Bild 3 zeigt den Übertragungssender (Aufbereitung). Der Grundimpuls eines Impulsgenerators (Radarmodulator) wird codiert. Der dritte Impuls löst einen Verzögerungskreis aus, dessen Verzögerung durch die Spannung vom Antennengenerator gesteuert wird. Der Kreis besteht aus dem Sägezahngenerator $Rö_{2b}$, einer vorgespannten Diode $Rö_{3a}$, einem Verstärker $Rö_{4a}$ und dem Sperrschwinger $Rö_{4b}$.

Röhre 2a stellt die letzte Röhre des Vercoders (Bild 1) dar. An ihrem Katodenwiderstand R tritt die codierte Impulsfolge mit der Verzögerung 0,2 und 6 µs auf. Der dritte Impuls erscheint an der Anode von $Rö_{2a}$ und wird zur Aussteuerung von $Rö_{2b}$ benutzt. Durch R_2 wird das Gitter ständig auf leicht positivem Potential (nahe Null) gehalten. $Rö_{2b}$ ist geöffnet; das Potential an C relativ niedrig. Durch den positiven Impuls von A wird das Gitter am Punkt B positiver und durch den Gitterstrom von $Rö_{2b}$ ladet sich C_1 negativ auf. $Rö_{2b}$ wird gesperrt. An R_3 entsteht wegen des fehlenden Anodenstromes von $Rö_{2b}$ kein Spannungsabfall mehr, C_2 ladet sich über R_3 auf, bis sich C_1 so weit entladen hat, daß wieder Anodenstrom fließt und die Aufladung von C_2 abbricht.

Die Wechselspannung vom Antennengenerator steuert das Gitter des Katodenfolgers $Rö_{3b}$ (Punkt D). Der Spannungsabfall an seinem Katodenwiderstand stellt die Vorspannung der Diode $Rö_{3a}$ dar.

Der Pegel am Punkt E schwankt im Rhythmus der Antennensignalfrequenz. Der Sägezahnimpuls tritt dadurch mehr oder weniger in seiner Amplitude in Erscheinung, während der Beginn des Sägezahnanstieges im Bereich von ± 1 µs schwankt. Diese Spannung wird in $Rö_{4a}$ verstärkt und durch die Induktivität im Anodenkreis differenziert. Es ergibt sich bei



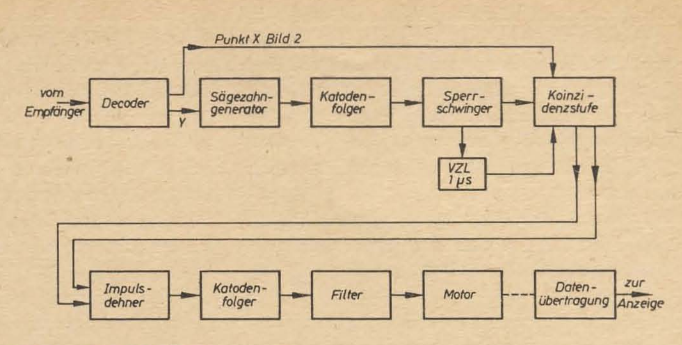


Bild 4: Blockschaltbild des Flimmerimpulsempfängers

Bild 3: Sender des Flimmerimpulsverfahrens

Bild 6: Verzögerung der Impulsgruppe

Radarsendersignal

Übertragungssendersignal

beginnendem Anstieg des Sägezahnes ein Stromimpuls, der das Gitter von Rö$_{4b}$ hochtastet. An dem gemeinsamen Katodenwiderstand R tritt die codierte Impulsfolge auf und zusätzlich ein Impuls, dessen Verzögerung sinusförmig in Abhängigkeit von der Antennengeneratorfrequenz schwankt. Gegenüber dem dritten Impuls des Codes beträgt die Grundverzögerung etwa $5 \cdots 10\,\mu s$.

Dieser Flimmerimpuls braucht nicht codiert zu werden, da er lediglich eine sinusförmige Spannung zu übertragen hat. Selbst wenn einzelne Impulse völlig durch Interferenzen verdeckt sind, gelingt es mit diesem System, die Sinusspannung im Empfänger wieder zu reproduzieren.

Das Blockschaltbild der Empfängeranordnung zeigt Bild 4. Nach Decodierung erfolgt eine Zeitverzögerung durch den Sägezahngenerator Rö$_{5b}$, den Katodenfolger Rö$_{6a}$ und den Sperrschwinger Rö$_{7a}$, Rö$_{7b}$. Die Signale kommen zusammen mit den ursprünglichen des Decoders zu einer Koinzidenzstufe und einem Impulsdehner (Rö$_{8a}$, Rö$_{8b}$, Rö$_{9a}$, Rö$_{9b}$). Sie bilden dort bereits die Sinuskurve, die durch einen Katodenfolger (Rö$_{6b}$) abgenommen und durch ein Bandfilter geformt wird, um dem Synchronmotor zugeführt zu werden.

Das ausführliche Schaltbild zeigt Bild 5. Die Signale werden mit dem Decoder nach Bild 2 entschlüsselt. Der resultierende Impuls vom Punkt Y (Bild 2) gelangt an das Gitter des Sägezahngenerators Rö$_{5b}$, Punkt A, und sperrt die Röhre wieder durch Gitterstromaufladung des Kondensators C_1 Nach Sperrung beginnt die Entladung von C_2, der eigentliche Sägezahn, dessen Anstieg mit dem Regler P eingestellt werden kann (Punkt B). Der Sägezahn tritt auch am Punkt C des Katodenfolgers Rö$_{6a}$ auf. Die Sägezahnspannung liegt in Reihe mit der Gittervorspannung des Sperrschwingers Rö$_{7a}$, wobei die Vorspannung so eingeregelt werden muß, daß die Auslösung des Sperrschwingers gegenüber dem dritten Impuls bzw. Beginn des Sägezahnes um $1\,\mu s$ weniger als jene $5 \cdots 10\,\mu s$ verzögert ist, wie sie auch im Sender durch den konstanten Anteil der Diodenvorspannung entstanden ist. So ist Gewähr dafür gegeben, daß der Impuls des Sperrschwingers Rö$_{7a}$ zeitlich mit dem am kürzesten verzögerten Flimmerimpuls übereinstimmt. Die Länge des Sperrschwingerimpulses beträgt etwa $1\,\mu s$. Von der Katode der Rö$_{7a}$ wird der Impuls einmal direkt zum Gitter von Rö$_{8a}$ und einmal über eine Verzögerungsleitung von $1\,\mu s$ Verzögerung zum Gitter von Rö$_{8b}$ geführt. Am gemeinsamen Katodenwiderstand dieser Koinzidenzstufe (Rö$_8$) liegen die Signale vom Punkt X des Bildes 2. An der Anode kann ein Impuls nur auftreten, wenn sowohl an der Katode wie auch am jeweiligen Gitter ein Impuls liegt.

Da die Gitterimpulse an D und E um $1\,\mu s$ verzögert liegen, wird der Flimmerimpuls so gut wie immer mit einem der beiden Impulse gleichzeitig eintreffen. Es führt entweder Rö$_{8a}$ oder Rö$_{8b}$ durch Impulsankunft Strom. Die Anodenspannungsänderung von Rö$_{8a}$ wird durch die Diode Rö$_{9a}$ so gleichgerichtet, daß sich C_3 negativ auflädt. Umgekehrt führt die Spannungsänderung von Rö$_{8b}$ über Rö$_{9b}$ zur Aufladung des Kondensators. Die Spannung an C_3 ändert sich mit jedem Flimmerimpuls stufenweise mit einer sinusförmigen Einhüllenden. Diese Spannung wird über den Katodenfolger Rö$_{6b}$ abgenommen und einem Bandpaß zugeführt, an dessen Ausgang die gewünschte Sinusspannung nach Verstärkung zum Antrieb des Synchronmotors bereitsteht.

Vom Punkt D gelangt das um $1\,\mu s$ verzögerte Signal außer zu Rö$_{8b}$ auch zum Gitter von Rö$_{7b}$ und erzeugt in deren Anodenkreis und

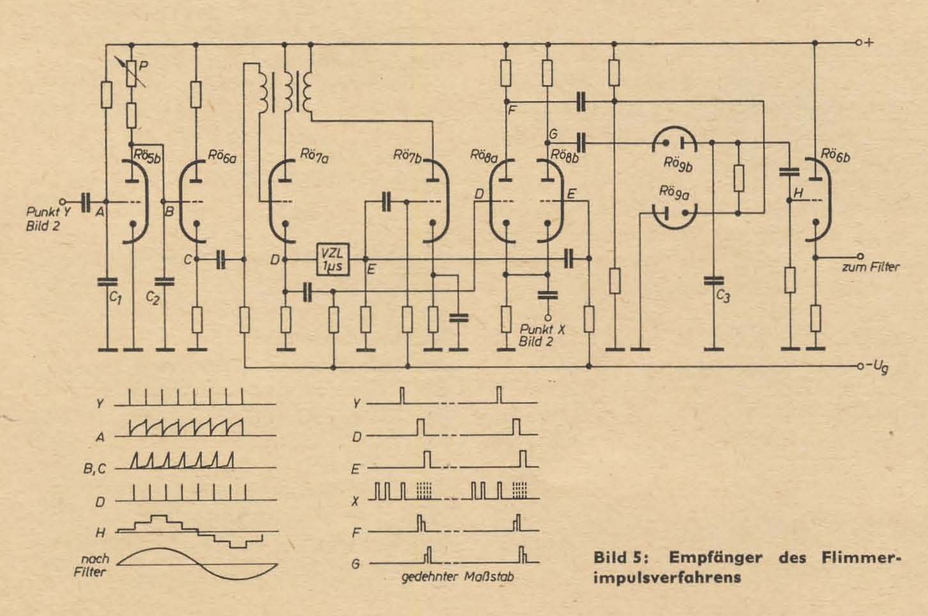


Bild 5: Empfänger des Flimmerimpulsverfahrens

über die induktive Kopplung auch im Gitterkreis von $Rö_{7II}$ einen negativen Impuls. Der Sperrschwinger wird dadurch nach seiner ersten Auslösung an der Abgabe eines zweiten Impulses gehindert, was sonst durch die ständig steigende Spannung des Sägezahnes möglich wäre.

Um die Zahl der übertragenen Impulse gering zu halten, wird zweckmäßig der Grundimpuls (der erste des Codes) in Beziehung zum Radarmodulator gebracht.

Ist der Modulator nicht selbstsynchronisiert, kann seine Auslösung durch den dritten Impuls des Codes erfolgen. Es entsteht kein Meßfehler, da nach Decodierung der Impulse ebenfalls eine Verzögerung von 6 μs vorhanden ist. Das setzt voraus, daß während der ersten Mikrosekunde der Radarperiode keine wichtigen Echos erwartet werden, da der Flimmerimpuls auf dem Bildschirm in einer Entfernung entsprechend seiner Verzögerungszeit sichtbar wird.

Ist der Modulator dagegen selbstsynchronisiert, kann der den Radarsender auftastende Impuls gleichzeitig der Grundimpuls des Vercoders sein. Es ist dann aber eine Verzögerung des Videosignals zur Vermeidung von Meßfehlern von 6 μs unumgänglich. Die Verzögerung kann im Videokanal der Sende- oder Empfangsstation erfolgen.

Ist der Nahbereich wichtig und soll er ausgewertet werden, besteht die Möglichkeit, den Modulator mit den Flimmerimpulsen auszulösen. Dann schwankt die Sendeimpulsfolgefrequenz; ein Fehler in der Anzeige entsteht nicht. Bei selbstsynchronisiertem Modulator ist das wieder nicht möglich. Hier wird zweckmäßig der Grundimpuls gegenüber dem Modulatorimpuls um länger als das gewöhnliche Videosignalintervall verzögert, so daß der Grundimpuls nicht mehr abgebildet wird und der Flimmerimpuls zeitlich mit dem nächsten Modulatorimpuls zusammenfällt (Bild 6).

Die Verzögerung kann nicht zwischen Grund- und Flimmerimpuls gelegt werden, da bereits ein kleiner Prozentsatz „Zittern" zuviel Information beinhaltet; der Fehler wird zu groß.

Einschätzung

Das Verfahren bietet ein Minimum an Schwierigkeiten und Aufwand. Schwankungen der Antennenrotation haben Schwankungen in der Lage des Impulses, zusätzlich zu dem sinusförmigen Wechsel, zur Folge. Im Empfänger wird eine entsprechend langsamere oder schnellere Drehung abgeleitet. Sprunghafte Änderungen der Antennendrehung dürften infolge ihrer Masse nicht auftreten. Wird dafür gesorgt, daß die Masse des Synchronmotors klein ist, vermag er allen Antennenschwankungen ohne Trägheit zu folgen. Da je Zeiteinheit relativ viel Impulse gesendet werden, bietet das Verfahren erhöhte Sicherheit gegen Interferenz. Gleichzeitig ist es aber mehrdeutig (50fach) infolge der verwendeten 50-Hz-Generatorspannung. Eine richtige Anfangsphasenlage muß eingestellt werden; die Anlage synchronisiert sich nicht selbst. Ein einzelner Störimpuls kann infolge seiner Isoliertheit keinen Fehler in der Synchronmotorspannung erzeugen.

Literatur

[1] Ohlow, V.: Übertragung des Azimutes der Rundsichtradarantenne über Funkverbindungen. radio und fernsehen 13 (1964) H. 17 S. 532

[2] Ridenour: Radar system engineering. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1947 MIT

[3] Theory of Servomechanisms. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1947 MIT

[4] Electronic Time Measurements. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1949 MIT

[5] Ohlow, V.: Fernübertragung des Azimutwinkels der Antenne einer Rundsichtradaranlage. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Nachrichtenelektronik der Technischen Universität Dresden

[6] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Bd. II. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Der Transistor GC 301 in NF-Leistungsendstufen

CLEMENS HÖRINGER

Im nachfolgenden Beitrag wird die Dimensionierung von NF-Leistungsverstärkern mit dem Germaniumtransistor GC 301 beschrieben, und die Meßergebnisse von zwei ausgeführten Schaltungen werden diskutiert.

Allgemeines

Durch die Entwicklung des Transistors GC 301 mit einer maximalen Verlustleistung von 400 mW wurde eine bisher im Fertigungsprogramm bestehende Lücke zwischen dem Transistor OC 821/24 (120 mW) und dem Transistor OC 831/33 (1 W) geschlossen.

Der Emitter des GC 301 besteht aus einer Zweistofflegierung (In-Ga). Zur besseren

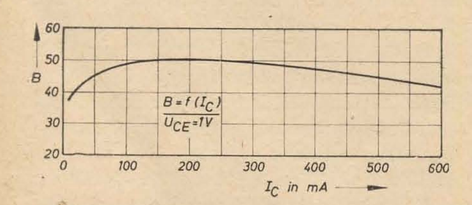


Bild 1: Gleichstromverstärkung als Funktion des Kollektorstromes

Wärmeableitung ist das TO 1-Gehäuse mit Silikonfett und Aluminiumoxid gefüllt. Die im ganzen Aussteuerbereich nur schwach abfallende Stromverstärkung ermöglicht es, den Transistor bis zu den Strom- und Leistungsgrenzen auszusteuern (Bild 1).

Die im Gegentakt-B-Betrieb mit zwei Transistoren erzielbare Ausgangsleistung von über 1 W ermöglicht vor allem dessen Einsatz in tragbaren Rundfunkgeräten und Verstärkern.

Vorläufige Kenndaten

Die hier aufgeführten Kenndaten gelten als vorläufig. Die endgültigen Kenndaten werden vom Hersteller (Halbleiterwerk Frankfurt/Oder) noch festgelegt.

Maximale Kollektorspannung

$U_{CE\,max} = 30$ V

Maximaler Kollektorstrom

$I_{C\,max} = 500$ mA

Maximale Verlustleistung

$P_{max} = 400$ mW

Maximale Kristalltemperatur

$T_{j\,max} = 75$ °C

Innerer thermischer Widerstand

$R_{th\,i} = 60$ grd/W

Statische Werte

Kollektorrestströme

$I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$ bei $U_{CB} = 6$ V

$I_{CEO} \leqq 500\ \mu A$ bei $U_{CE} = 6$ V

$I_{CEO} \leqq 5$ mA bei $U_{CE} = 15$ V

Stromverstärkung

$B = 50 > 20$ $I_C = 500$ mA, $U_{CE} = 0{,}6$ V

Kollektorrestspannung

$U_{CEO} \leqq 0{,}6$ V

Grenzfrequenz

$f_\beta \geqq 10$ kHz

Wärmewiderstand und maximale Verlustleistung

Die maximal zulässige Verlustleistung $P_{v\,max}$ bei der Umgebungstemperatur T_a ist

$$P_{v\,max} = \frac{T_j - T_a}{R_{th\,i} + R_{th\,a}}$$

T_j ist die maximal zulässige Kristalltemperatur = 75 °C.

Bei idealer Wärmeableitung, d. h., wenn der äußere thermische Widerstand $R_{th\,a}$ = Null, erhält man für eine maximale Umgebungstemperatur T_a = 45 °C

$$P_{v\,max} = 500\ mW$$

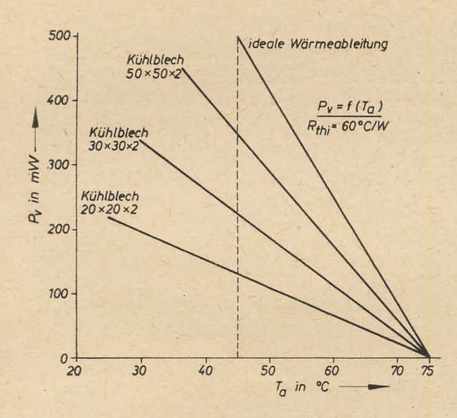


Bild 2: Zulässige Verlustleistung in Abhängigkeit von der Außentemperatur

Der äußere thermische Widerstand ist definiert

$$R_{th\,a} = \frac{1}{\alpha_w \cdot F}$$

mit der Wärmeaustauschkonstanten

$$\alpha_w \approx \frac{1{,}5\ mW}{cm^2 \cdot °C}$$

Für den Transistor GC 301 erhält man mit einem Kühlblech von 50×50×2 mm (F = 25 cm²) für eine Umgebungstemperatur bis 45 °C die maximal zulässige Verlustleistung

$$P_{v\,max} = 350\ mW$$

Die maximale Verlustleistung für verschiedene Kühlblechflächen ist auch aus Bild 2 zu entnehmen.

Gegentakt-B-Verstärker

Die Nachteile des A-Verstärkers, wie dessen hoher Kollektorruhestrom und die besonders bei kleiner Aussteuerung hohe Verlustleistung, beschränken dessen Anwendungsbereich auf Vorverstärker, Treiberstufen und auf Endstufen kleiner Leistung. Außerdem ist dessen Wirkungsgrad auf theoretisch 50% begrenzt.

Der Gegentakt-B-Verstärker weist diese Nachteile nicht auf. Der Kollektorruhestrom ist klein und bei reinem B-Betrieb gleich dem Kollektorreststrom. Die zugeführte Gleichstromleistung ist bei fehlender Aussteuerung sehr klein und steigt mit zunehmender Aussteuerung linear an; sein theoretischer Wirkungsgrad beträgt maximal 78%. Er ist daher der zweckmäßigste Verstärkertyp für tragbare Geräte aller Art, die aus Batterien betrieben werden. Bild 3 zeigt einen Vergleich der Leistungsverhältnisse in Abhängigkeit vom Aussteuerungsfaktor m beim A-Verstärker und Gegentakt-B-Verstärker.

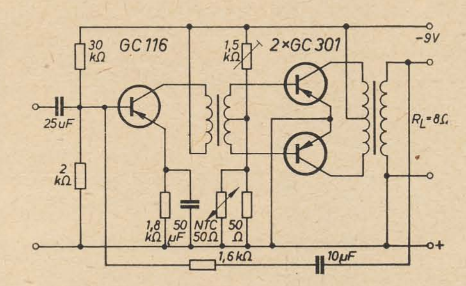


Bild 4: Gesamtschaltbild des Gegentakt-B-Verstärkers

Dimensionierung der Schaltung

Da die Berechnung eines Gegentakt-B-Verstärkers (Bild 4) wiederholt in dieser Zeitschrift behandelt wurde, ist der Rechengang nur kurz angedeutet und auf das Wesentliche beschränkt.

Ausgangsgrößen

Der Kollektorruhestrom I_{CR} wird mit

$$I_{CR} \approx 1\%\ I_{C\,max}$$

also I_{CR} = 5 mA je Transistor gewählt.
Die Batteriespannung beträgt U_o = 9 V und der maximale Kollektorstrom $I_{C\,max}$ = 500 mA.
Mit der maximalen Verlustleistung von 350 mW ergibt sich dann der Mindestwert des Belastungswiderstandes

$$R_L \geqq \frac{U_o^2}{\pi^2\, P_{v\,max}} = 23\ \Omega$$

Oder mit dem maximalen Kollektorstrom $I_{C\,max}$ = 500 mA

$$R_L \geqq \frac{U_o - U_{CEO}}{I_{C\,max}} = 16{,}8\ \Omega$$

Um eine Überlastung der Transistoren zu vermeiden, wird der größere Wert von R_L, also R_L = 23 Ω, auf 25 Ω erhöht.

Leistungsbetrachtung

Der maximale Scheitelwert des Kollektorwechselstromes beträgt

$$\hat{i}_c \approx I_{C\,max} = \frac{U_o - U_{CEO} - U_{v\,Tr}}{R_L} = 326\ mA$$

und der maximale Scheitelwert der Kollektorwechselspannung

$$\hat{u}_c = U_o - U_{CEO} - U_{v\,Tr} = 8{,}2\ V$$

$U_{v\,Tr}$ ist der Spannungsverlust im Ausgangstrafo (mit 0,2 V angenommen).
Damit ergibt sich die maximal abgebbare Wechselstromleistung für beide Transistoren.

$$P_a = \frac{1}{2}\,\hat{i}_c \cdot \hat{u}_c \approx 1{,}34\ W$$

Die dabei aufgenommene Gleichstromleistung beträgt ohne Berücksichtigung der Trafoverluste

$$P_o \approx \frac{2}{\pi} U_o \cdot I_{C\,max} = 1{,}87\ W$$

und die Kollektorverlustleistung für beide Transistoren

$$P_v = P_o - P_a = 0{,}53\ W$$

Für einen Transistor also 0,265 W bei Vollaussteuerung.
Die maximale Verlustleistung tritt aber bei mittlerer Aussteuerung (m = 0,64) auf. Sie beträgt dabei

$$P_{v\,max} = \frac{I_{CB} \cdot U_o}{2} + \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_o^2}{U_o - U_{CEO}} (I_{C\,max} - I_{CB}) \approx 0{,}65\ W$$

Die maximale Verlustleistung je Transistor von 350 mW wird also nicht überschritten.
Der Wirkungsgrad ist

$$\eta = \frac{P_a}{P_o} = 72\ \%$$

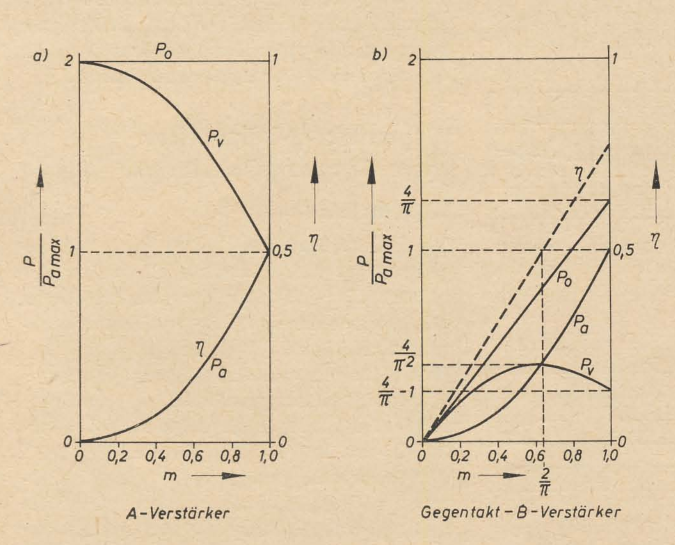


Bild 3: Leistungsverhältnisse in Abhängigkeit vom Aussteuerungsfaktor

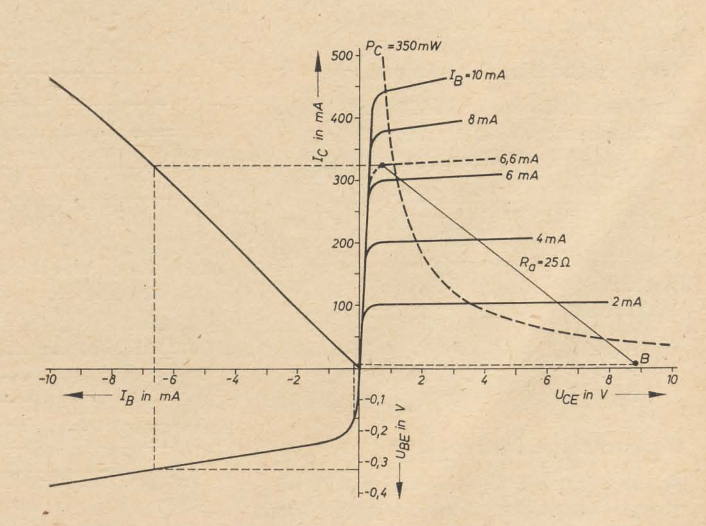


Bild 5: Kennlinienfeld des Transistors GC 301

Eingangsgrößen

Die für die Berechnung erforderlichen Eingangsgrößen lassen sich mit ausreichender Genauigkeit aus dem Kennlinienfeld (Bild 5) entnehmen. Nach den bekannten Beziehungen ergeben sich damit:

Eingangswiderstand jedes Transistors bei Vollaussteuerung $R_e = 26\,\Omega$

Spitzenwert des Steuerstromes

$$I_{St\,max} = 10\text{ mA}$$

Spitzenwert der Steuerspannung

$$U_{St\,max} = 0{,}46\text{ V}$$

Steuerleistung

$$P_{St} = 2{,}3\text{ mW}$$

Damit kann auch die Treiberstufe mit dem Transistor GC 116 berechnet werden. Mit der angewendeten Gegenkopplung ergibt sich dann der Eingangswiderstand des gesamten Verstärkers zu $R_e \approx 400\,\Omega$.

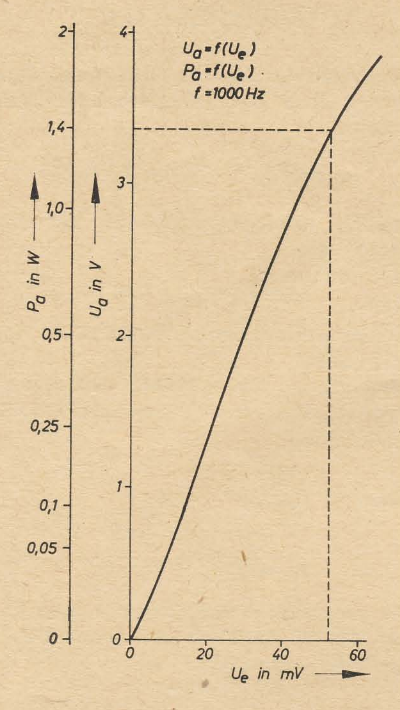


Bild 6: Ausgangsspannung und -leistung als Funktion der Eingangsspannung

Daten der verwendeten Transformatoren

Treibertrafo: Blechschnitt M 30, D 1-Blech.
Wickelschema von innen nach außen:

I		2060 Wdg. 0,1 CuL
II	bifilar	224 Wdg. 0,2 CuL
III		224 Wdg. 0,2 CuL

Ausgangstrafo: Blechschnitt M 42/15, D 1-Blech.
Wickelschema von innen nach außen:

I	bifilar	100 Wdg. 0,5 CuL
II		100 Wdg. 0,5 CuL
III		57 Wdg. 1,0 CuL

Diskussion der Meßwerte

An einem nach dem Schaltbild (Bild 4) aufgebauten Verstärker wurden folgende Werte gemessen:

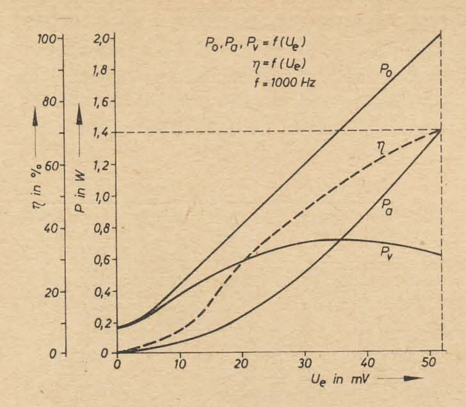


Bild 7: Leistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

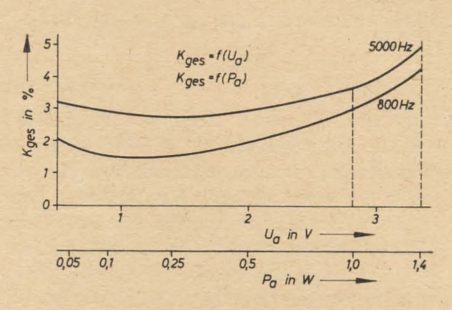


Bild 8: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung

1. Verstärkung

Nach dem Diagramm $U_a = f(U_e)$ und $P_a = f(U_e)$ ist für Vollaussteuerung, d. h. für eine Ausgangsleistung $P_a = 1{,}4$ W, entsprechend einer Ausgangsspannung $U_a = 3{,}35$ V an $R_L = 8\,\Omega$ eine Eingangsspannung von $U_e = 52$ mV erforderlich (Bild 6). Mit dem gemessenen Eingangswiderstand des Verstärkers von $R_e \approx 400\,\Omega$ erhält man die Eingangsleistung

$$P_e = \frac{U_e^2}{R_e} = 6{,}7 \cdot 10^{-6}\text{ W} = 6{,}7\,\mu\text{W}$$

Die Leistungsverstärkung beträgt dann

$$V_p = \frac{P_a}{P_e} = 2{,}1 \cdot 10^5 \mathrel{\hat{=}} 53\text{ dB}$$

Bild 6 zeigt noch die gute Linearität der Verstärkung.

2. Wirkungsgrad

Bei Vollaussteuerung beträgt der aufgenommene Strom $I_{ges} = 225$ mA. Bei der Batteriespannung $U_o = 9$ V ergibt sich die aufgenommene Gleichstromleistung

$$P_o = U_o \cdot I_{ges} = 2{,}0\text{ W}$$

und der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_a}{P_o} = 0{,}70 = 70\,\%$$

Den Verlauf der Gleichstromleistung, Ausgangsleistung, Verlustleistung und des Wirkungsgrades über der Aussteuerung zeigt Bild 7.

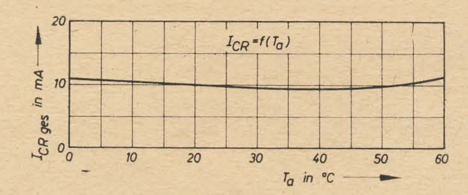


Bild 9: Temperaturverhalten

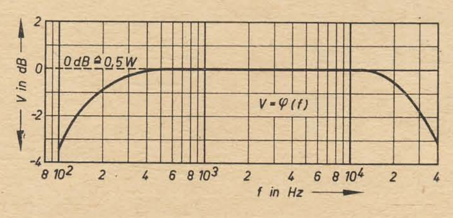


Bild 10: Frequenzgang

3. Klirrfaktor

Bild 8 gibt den Klirrfaktor K_{ges} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung für die Frequenzen 800 Hz und 5000 Hz an. Danach beträgt der Klirrfaktor für

1 W Ausgangsleistung 3,0 % (800 Hz) und 3,6 % (5000 Hz)

1,4 W Ausgangsleistung 4,3 % (800 Hz) und 5,0 % (5000 Hz)

4. Temperaturverhalten

Die Temperaturabhängigkeit des Kollektorruhestromes I_{CR} für beide Transistoren ist aus Bild 9 zu ersehen. Im Temperaturintervall 0 ··· 60 °C beträgt die maximale Änderung $I_{CR} = 2\text{ mA} \mathrel{\hat{=}} 20\,\%$.

5. Frequenzgang

Die Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz zeigt Bild 10. Bei 3 dB Verstärkungsabfall ergibt sich danach die untere

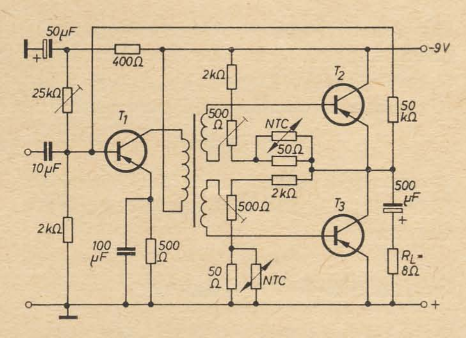


Bild 11: Schaltbild der Endstufe ohne Ausgangstrafo

Grenzfrequenz von 110 Hz und die obere von 40 kHz. Während die untere Grenzfrequenz nur durch die verwendeten Koppelglieder (Kondensatoren und Transformatoren) bestimmt wird, ist die verhältnismäßig hohe obere Grenzfrequenz durch die Grenzfrequenz der verwendeten Transistoren festgelegt.

Gegentakt-B-Verstärker ohne Ausgangsübertrager

Allgemeines

Bei hochwertigen Verstärkern werden in zunehmendem Maße eisenlose Endstufen eingesetzt. Der Wegfall des Ausgangstrafos bringt neben der Gewichts- und Raumeinsparung noch folgende Vorteile:

Keine linearen und nichtlinearen Verzerrungen durch den Ausgangstrafo.

Keine Trafoverluste, die bei kleinen Verstärkern bis zu 30 % betragen können.

Die Anwendungsmöglichkeit einer wirksamen Gegenkopplung infolge des Fortfalls unübersichtlicher Phasendrehungen durch den Transformator.

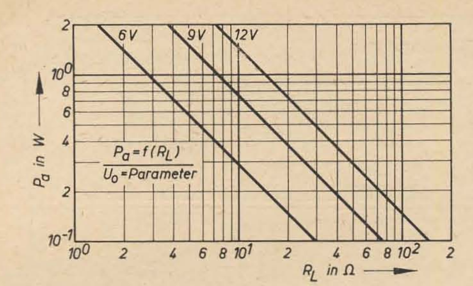


Bild 12: Ausgangsleistung als Funktion des Lastwiderstandes

Von den möglichen Schaltungsvarianten soll hier nur die Schaltung nach Bild 11 untersucht werden, bei der nur eine Batterie verwendet wird und der Lastwiderstand über einen hinreichend großen Koppelkondensator angeschlossen wird. Die beiden Transistoren sind dabei gleichstrommäßig in Reihe, wechselstrommäßig aber parallel geschaltet.

Ausgangsleistung und Lastwiderstand

Bei gegebenen Grenzwerten des Transistors ist die verfügbare Ausgangsleistung des Gegentaktverstärkers in erster Linie von der aussteuerbaren Spannung und vom Lastwiderstand R_L abhängig.

$$P_a = \frac{(U_o - 2\,U_{CEO})^2}{8\,R_L}$$

oder

$$R_L = \frac{(U_o - 2\,U_{CEO})^2}{8\,P_a} \qquad (1)$$

U_o = Batteriespannung
U_{CEO} = Kollektorrestspannung

Dabei darf aber der maximal zulässige Kollektorstrom $I_{C\,max}$ nicht überschritten werden, d. h., es muß gelten:

$$I_{C\,max} - I_{CR} = \frac{U_o - U_{CEO}}{2\,R_L}$$

oder

$$R_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o - U_{CEO}}{I_{C\,max} - I_{CR}} \qquad (2)$$

I_{CR} = Kollektorruhestrom

Schließlich gilt noch bei Berücksichtigung der maximalen Verlustleistung $P_{v\,max}$ die Bedingung

$$R_L \geqq \frac{1}{4} \cdot \frac{U_o^2}{\pi^2 P_{v\,max}} \qquad (3)$$

Da die drei Beziehungen für den Lastwiderstand R_L unterschiedliche Werte liefern, ist zur Vermeidung einer Überlastung der Transistoren in bezug auf Kollektorspannung, Kollektorstrom und Verlustleistung der größte Wert für R_L zu wählen. Für die Grenzdaten des Transistors GC 301 ergibt sich dieser aus der Gleichung (2).

Mit

$$R_L \geqq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o - U_{CEO}}{I_{C\,max} - I_{CR}}$$

erhält man dann die maximale Ausgangsleistung der Gegentaktendstufe

$$P_a = \frac{1}{4}\,(U_o - 2\,U_{CEO})\,(I_{C\,max} - I_{CR})$$

Für den Transistor GC 301 zeigt Bild 12 die maximale Ausgangsleistung als Funktion des Lastwiderstandes für verschiedene Betriebsspannungen.

Dimensionierung

Der Kollektorruhestrom je Transistor soll 1% des maximalen Kollektorstromes betragen.

$$I_{CR} = 0{,}01 \cdot I_{C\,max} = 5\text{ mA}$$

Mit einer Batteriespannung $U_o = 9$ V und dem maximalen Kollektorstrom $I_{C\,max} = 0{,}5$ A erhält man die maximale Ausgangsleistung der Gegentaktendstufe.

$$P_a = \frac{1}{4}\,(U_o - 2\,U_{CEO})\,(I_{C\,max} - I_{CR})$$

$$P_a = 0{,}96\text{ W}$$

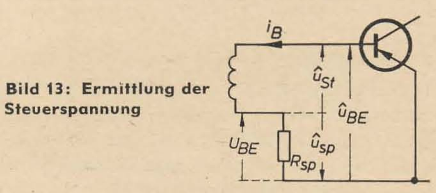


Bild 13: Ermittlung der Steuerspannung

Der Lastwiderstand beträgt dabei

$$R_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o - U_{CEO}}{I_{C\,max} - I_{CR}} \approx 8\,\Omega$$

Kollektorspitzenstrom

$$\hat{\imath}_c \approx \frac{U_o - 2\,U_{CEO}}{2\,R_L} = 0{,}486\text{ A}$$

Kollektorspitzenspannung

$$\hat{u}_c = \frac{U_o}{2} - U_{CEO} = 3{,}9\text{ V}$$

Mit der Stromverstärkung B = 50 ergibt sich der Basisspitzenstrom

$$\hat{\imath}_B = \frac{\hat{\imath}_c}{B} \approx 10\text{ mA}$$

Aus dem Kennlinienfeld entnimmt man die dazugehörige Basisspitzenspannung

$$\hat{u}_{BE} = 0{,}4\text{ V}$$

Treiberstufe mit dem Transistor GC 116

Zur Bestimmung der erforderlichen Steuerspannung $\hat{u}_{St}$ dient Bild 13.

Ist

$\hat{u}_{BE}$ = Basis-Emitter-Spitzenspannung = 0,4 V

U_{BE} = Basis-Emitter-Gleichspannung zur Einstellung des Kollektorruhestromes = 0,15 V

$\hat{u}_{sp}$ = Spitzenspannung am Spannungsteilerwiderstand ($R_{sp} \approx 30\,\Omega$) = 0,30 V ($T_a = 0$ °C)

so ergibt sich der Spitzenwert der Steuerspannung

$$\hat{u}_{st} = \hat{u}_{BE} - U_{BE} + \hat{u}_{sp} = 0{,}55\text{ V}$$

Der sekundäre Lastwiderstand des Treibertrafos ist dann bei Vollaussteuerung

$$R_S = \frac{\hat{u}_{st}}{\hat{\imath}_B} = 55\,\Omega$$

und die Steuerleistung

$$P_{st} = \frac{\hat{u}_{st} \cdot \hat{\imath}_B}{2} = 2{,}75\text{ mW}$$

Für eine untere Grenzfrequenz $f_u = 100$ Hz beträgt dann die Sekundärinduktivität

$$L_S = \frac{R_s}{\omega} \approx 0{,}087\text{ H}$$

Für den Treibertrafo wurde ein M 30-Kern, D 1-Blech gewählt. Zur Verminderung der Vormagnetisierung wurden 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet (Luftspalt 0,2 mm). Der A_L-Wert beträgt damit $0{,}7 \cdot 10^{-6}$ H/w². Mit der berechneten sekundären Windungszahl $w_2 = 350$ und dem Drahtdurchmesser $d_2 = 0{,}18$ mm ergibt sich der ohmsche Widerstand der Sekundärwicklung $r_2 = 12{,}7\,\Omega$. Somit ist der Übertragerwirkungsgrad

$$\eta = \frac{R_s}{R_s + r_2} = 0{,}79$$

und das Übersetzungsverhältnis des Treiberübertragers

$$\ddot{u} = \frac{\eta}{3{,}8 - 1{,}2\,\eta} \cdot \frac{U_o - (U_E + U_{CEO})}{\hat{u}_{st}} = 4{,}1$$

Wickelschema von innen nach außen:

I		1440 Wdg. 0,12 CuL
II	bifilar	350 Wdg. 0,18 CuL
III	bifilar	350 Wdg. 0,18 CuL

Der Kollektorspitzenstrom des Treibertransistors

$$\hat{\imath}_{c\,Tr} = \frac{\hat{\imath}_B}{2\,\ddot{u}} = 1{,}2\text{ mA}$$

Zur Vermeidung von Übersteuerungen setzt man den Kollektorgleichstrom um 50% höher an als den Kollektorspitzenstrom, also

$$I_{C\,Tr} \approx 2\text{ mA}$$

Weiter ergeben sich noch die Größe des Emitterwiderstandes

$$R_E \approx \frac{U_E}{I_C} = 500\,\Omega$$

und der Koppelkondensator zum Lastwiderstand

$$C_K \geqq \frac{1}{\omega_u\,R_L} \geqq 200\,\mu\text{F} \quad (\text{gewählt } 500\,\mu\text{F})$$

Eingangswiderstand und Eingangsspannung

Der Eingangswiderstand der Treiberstufe ohne Gegenkopplung ist

$$R_{eo} = r_b + \frac{U_T}{I_C}\,\beta = 620\,\Omega$$

(mit $\beta = 40$ und $r_b = 100\,\Omega$; r_b = innerer Basiswiderstand des Transistors).

Der maximale Basisstrom

$$I_{B\,max} = \frac{\hat{\imath}_c}{\beta} = 30\,\mu\text{A}$$

und die Eingangsspannung für Vollaussteuerung

$$U_{eo} = I_{B\,max} \cdot R_{eo} = 18{,}6\text{ mV}$$

Gegenkopplung

Zur Linearisierung des Frequenzganges und zum Ausgleich von Verzerrungen ist eine Gegenkopplung vom Ausgang auf die Basis des Treibertransistors vorgesehen. Der Gegenkopplungsfaktor wurde mit p = 2,5 gewählt. Damit ändert sich die Eingangsspannung

$$U_{ek} = U_{eo} \cdot p \approx 46\text{ mV}$$

und der Eingangswiderstand

$$R_{ek} = R_{eo} \cdot \frac{1}{p} \approx 250\,\Omega$$

Meßergebnisse

An einem nach dem Schaltbild (Bild 11) aufgebauten Mustergerät wurden folgende Werte gemessen:

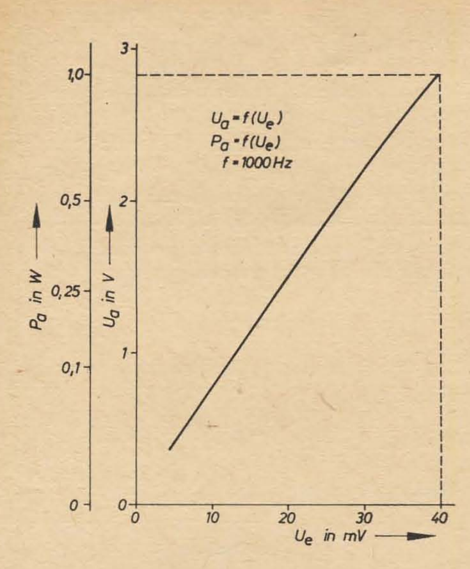


Bild 14: Ausgangsspannung und -leistung als Funktion der Eingangsspannung

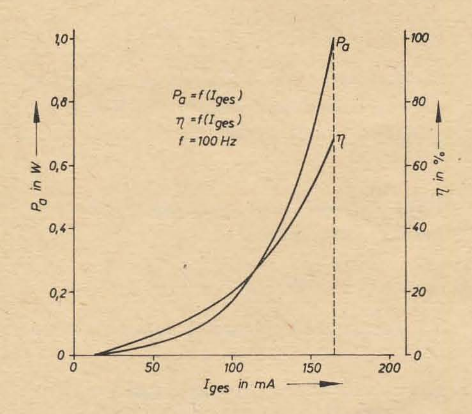


Bild 15: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Gesamtstrom

1. Verstärkung

Aus dem Diagramm $U_a = f(U_e)$ und $P_a = f(U_e)$, Bild 14, ergibt sich für Vollaussteuerung ($P_a = 1$ W) eine Eingangsspannung von $U_e = 40$ mV.

Der gemessene Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt $R_e = 250\,\Omega$ und die Eingangsleistung

$$P_e = \frac{U_e^2}{R_e} = 6{,}4\,\mu W$$

Die Leistungsverstärkung ist dann

$$V_p = \frac{P_a}{P_e} = 1{,}56 \cdot 10^5 \mathrel{\hat=} 52\,dB$$

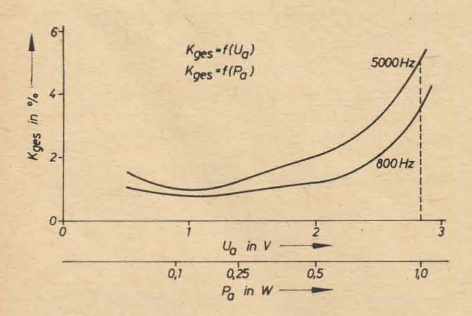


Bild 16: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung

	Gegentakt-B-Endstufe (1)	Gegentakt-B-Endstufe ohne Ausgangstrafo (2)
Batteriespannung U_o	9 V	9 V
max. Ausgangsleistung $P_{a\,max}$	1,4 W	1,0 W
Wirkungsgrad	70 %	68 %
Leistungsverstärkung $V_{p\,max}$	53 dB	52 dB
Eingangswiderstand R_e	400 Ω	250 Ω
Klirrfaktor K_{ges} (800 Hz)	4,3 %	3,5 %
Klirrfaktor K_{ges} (5000 Hz)	5,0 %	5,0 %
untere Grenzfrequenz f_u	110 Hz	80 Hz
obere Grenzfrequenz f_o	40 kHz	25 kHz

2. Wirkungsgrad

Der Effektivwert des aufgenommenen Gleichstromes beträgt bei Vollaussteuerung $I_{ges} = 165$ mA (Bild 15). Mit der Batteriespannung $U_o = 9$ V erhält man die aufgenommene Gleichstromleistung

$$P_e = U_o \cdot I_{ges} = 1{,}48\,W$$

und den Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_a}{P_o} = 0{,}68 \mathrel{\hat=} 68\,\%$$

3. Klirrfaktor

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors K_{ges} von der Ausgangsspannung und -leistung zeigt Bild 16. Bei halber maximaler Ausgangsleistung beträgt somit der Klirrfaktor 1,2% (800 Hz) und 2% (5000 Hz), während er bei voller Aussteuerung ($P_a = 1$ W) auf 3,5% (800 Hz) und 5% (5000 Hz) ansteigt.

4. Frequenzgang

Bild 17 gibt die Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz an. Bei 3 dB Verstärkungsabfall an den Bandenden beträgt die untere Grenzfrequenz 80 Hz, die obere Grenzfrequenz 25 kHz.

5. Temperaturverhalten

Die Abhängigkeit des Kollektorruhestromes I_{CR} von der Umgebungstemperatur zeigt Bild 18. Die maximale Änderung im Temperaturbereich 10 ··· 50 °C beträgt $\Delta I_{CR} = 3$ mA $\mathrel{\hat=}$ 33%.

Zusammenfassung

Es wurde der Einsatz des Germaniumtransistors GC 301 in Gegentakt-B-Endstufen behandelt und der Rechengang für zwei Verstärkerschaltungen (Gegentakt-B-Endstufe und Gegentakt-B-Endstufe ohne Ausgangstrafo) kurz aufgezeigt. Die an zwei Mustergeräten gemessenen Werte entsprechen weitgehend den Rechenwerten. Die gegenüber der Rechnung etwas höhere gemessene Ausgangsleistung ist auf eine größere Spannungsaussteuerung zurückzuführen, d. h., die Kollektorrestspannung U_{CEO} der verwendeten Transistoren war kleiner als der im Kenndatenblatt angegebene Wert von 0,6 V.

Die obenstehende Tabelle zeigt eine Zusammenstellung der wichtigsten Meßwerte beider Verstärkertypen.

Die kleinere Ausgangsleistung des Verstärkers ohne Ausgangstrafo ist eine Folge der Spannungsteilung der Batteriespannung an beiden Transistoren. Bei gleicher Batteriespannung müßte für dieselbe Ausgangsleistung der Kollektorstrom doppelt so groß gewählt werden.

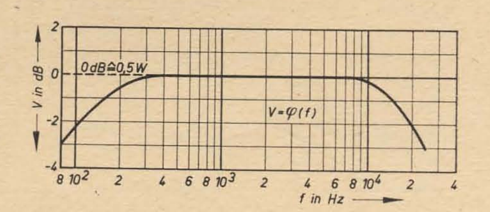


Bild 17: Frequenzgang

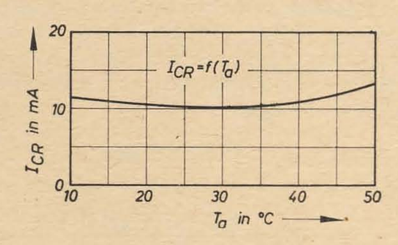


Bild 18: Temperaturverhalten

Dabei würde aber der maximal zulässige Wert des Kollektorstromes wesentlich überschritten werden.

Die höhere obere Grenzfrequenz von Verstärker (1) ist auf die höhere Grenzfrequenz der Transistoren zurückzuführen.

Das Untersuchungsergebnis demonstriert die gute Eignung des Transistors GC 301 für Endstufen mittlerer Leistung, wie sie vor allem in tragbaren Geräten aller Art verwendet werden und bei denen bei mäßiger Batteriebelastung eine Ausgangsleistung von etwa 1 W gefordert wird.

Die Lücke in der Transistorreihe zwischen dem OC 821 (neue Bezeichnung GC 121) und dem Transistor OC 831 (neue Bezeichnung GD 110) ist damit geschlossen.

Literatur

[1] Schröder, R.: Elektrische Nachrichtentechnik, Bd. 2. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[2] Belter, K.: Einiges über Gegentakt-B-Verstärker. radio und fernsehen 12 (1963) H. 7 S. 209—213

[3] Höringer, Cl.: Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren OC 831. radio und fernsehen 11 (1962) H. 11 S. 342—344 und H. 12 S. 368—371

[4] Rathmann, K.: Probleme der eisenlosen Endstufe. radio und fernsehen 11 (1962) H. 24 S. 770—773 und 12 (1963) H. 1 S. 20—22 und H. 2 S. 56—59

Primärelemente und -batterien für tragbare elektronische Geräte

JOACHIM ZIEKE

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik WIB Dresden

Zahlreiche Aufgaben in Naturwissenschaft und Technik erfordern den netzunabhängigen Einsatz tragbarer elektronischer Geräte. Dabei gibt es Fälle, in denen die Speisung derartiger Geräte mit Primärelementen oder -batterien besonders zweckmäßig ist.
In einer früheren Veröffentlichung [1] wurden unter anderem einige Eigenschaften von Primärelementen und -batterien bekanntgegeben, die sich bei der Auswahl und Prüfung für die Bestückung tragbarer Meßgeräte ergaben. Während der letzten Jahre erfolgten Untersuchungen der in die engere Wahl gezogenen Ausführungen verschiedener, auch ausländischer Fabrikate. Im folgenden werden die daraus resultierenden Ergebnisse bekanntgegeben und erläutert.

Herstellerangaben

Tabelle 1 zeigt die wichtigsten Angaben einiger Hersteller. Die zur Verfügung stehenden Daten sind leider in einigen Fällen unvollständig, so daß die Auswahl der geeigneten Typen Schwierigkeiten bereitet. Daraus ergab sich die Notwendigkeit, eingehende Prüfungen selbst durchzuführen.
Die eingeklammerten Typenbezeichnungen in Tabelle 1 stellen die Originalbezeichnungen der geprüften Ausführungen dar. Bei einigen deutschen Typen sind verschiedene Herstellerangaben dem aus entsprechenden Vorschriften entnommenen Mindestwert gegenübergestellt.
Die errechneten Werte für Kapazitäten und Arbeitsvermögen[1]) sind bei den Mangandioxid-Zink-Elementen auf eine mittlere Endladespannung von 1,25 V und bei den Quecksilberoxid-Zink-Elementen auf 1,2 V bezogen.
Der Forderung nach zweckmäßigen Ausführungen für bestimmte Anwendungsfälle wurden die Hersteller dadurch gerecht, daß sie aus den bisher bekannten Primärelementen getrennte Ausführungsarten für Beleuchtungszwecke und zur Speisung elektronischer Geräte entwickelten [2] [3]. Bei den hier durchgeführten Untersuchungen wurden in erster Linie die letzteren berücksichtigt.
Die in Tabelle 1 enthaltenen Stabelemente erfüllen die wichtige Forderung nach der Austauschbarkeit und Lieferbarkeit fast ideal durch international genormte Abmessungen und Bezugsmöglichkeiten in fast allen Ländern der Welt [2] [4]. Auch die internationale Bezeichnung mit den Kurzzeichen der IEC-Empfehlung 86 hat sich in den letzten Jahren in vielen Ländern neben den bisherigen Typenbezeichnungen durchgesetzt.
Man kann Primärelemente nicht in allen Fällen als gas- und flüssigkeitsdicht bezeichnen. Der vorwiegend verwendete äußere Zinkbecher wird bei starker Dauerentladung oder Kurzschlüssen durch die dabei entstehenden Reaktionsprodukte erheblich angegriffen. Die Pappumhüllung verhindert den Austritt aggressiver Stoffe nicht. Es kann dann vorkommen, daß solche Elemente aufquellen oder auslaufen. Aus diesen Gründen sind verschiedene Hersteller dazu übergegangen, sog. „lecksichere“ oder „Leak-Proof“-Ausführungen herzustellen. Die Hersteller geben neben der erreichten Lecksicherheit und der damit verbundenen Betriebssicherheit eine wesentlich verbesserte Lagerfähigkeit bis zu zwei Jahren an [2]. Diese soll durch Verhinderung des Luftzutritts und der dadurch bedingten Verringerung der Austrocknungs- und Selbstentladungseffekte zustande kommen [2] [3] [4].
Über die Notwendigkeit der Ummantelung, die von einzelnen Firmen angewendet wird, existieren verschiedene Meinungen. Die Verbraucher sind aber im wesentlichen nur daran interessiert, daß vom Hersteller die besseren Eigenschaften dieser Elemente ohne Beeinträchtigung der anderen guten Eigenschaften garantiert werden. Wie dies erreicht wird, ist für den Verbraucher von untergeordneter Bedeutung.

Untersuchungsmethoden

Zur Ergänzung der Herstellerangaben sind in den vergangenen Jahren zahlreiche Untersuchungen durchgeführt worden. Dabei wurden einige Methoden angewendet, die teilweise von den allgemein üblichen abweichen. Damit die Untersuchungsergebnisse richtig eingeschätzt werden können, soll kurz auf die Besonderheiten eingegangen werden.

Belastungsart

Außer der Wahl zwischen intermittierender und kontinuierlicher Belastung kann die Entladung mit einem konstanten Strom oder durch Anschluß eines konstanten Widerstandes erfolgen. Die kontinuierliche Entladung (Dauerentladung) stellt bei Primärelementen keine gute Voraussetzung für den Vergleich verschiedener Ausführungen dar [5]. Sie wurde aber generell angewendet, da sie den härtesten Prüfbedingungen für tragbare Meßgeräte entspricht. Die Belastung erfolgte durch konstante Widerstände. Diese Belastungsart ist einfach und entspricht vielen Anwendungsfällen.

Entladeschlußspannung

Abweichend von einigen bestehenden Vorschriften wurde die Entladeschlußspannung auf 1,0 V festgelegt. Dafür waren folgende Gründe maßgebend:
1. Die Ergebnisse sollen einen gewissen Vergleich von Primär- und Sekundärelementen zulassen. Für gasdichte NK-Akkumulatoren z. B. liegt die Entladeschlußspannung bei 1,1 V. Läßt man stark unterschiedliche Entladeschlußspannungen zu, was für den Einsatz im Gerät nicht zutrifft, ist ein Vergleich nicht mehr möglich.
2. Geräte, in denen Elektronenröhren aus galvanischen Elementen gespeist werden, arbeiten meistens nur bis zu der Spannung von 1,0 V.
Aus diesen und weiteren Gründen wird eine Entladeschlußspannung gefordert, die maximal 10%, möglichst aber nur 5% unter der mittleren Entladespannung liegt. Diese Forderung ist bei Primärelementen ökonomisch nicht vertretbar. Die festgelegte Entladeschlußspannung von 1,0 V stellt einen Kompromiß dar, indem sie etwa 20% unter der mittleren Entladespannung liegt. Abgesehen von den bereits genannten Gründen würde eine weitere Entladung in den meisten Fällen auch nur eine scheinbar bessere Ausnutzung der Primärelemente vortäuschen. In diesen Fällen wird der Arbeitsspannungsbereich so groß, daß Vorwiderstände oder Regler eingesetzt werden müssen. Diese verbrauchen während des überwiegenden Teils der Betriebszeit Leistung, verschlechtern damit die Gesamtleistungsbilanz des Gerätes und setzen durch die unter Umständen notwendigen Regler den Bedienungskomfort herab.
Damit wird auch der Weg gezeigt, der beschritten werden muß, wenn man die Primärelemente bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit noch verbessern will. Die gewünschte Leistungserhöhung muß innerhalb eines möglichst engen Spannungsbereiches liegen. Eine allgemeine Erhöhung der Spannungslage würde wenig nützen.

Temperaturtest

Zur Ermittlung der Abhängigkeit der Arbeitsspannung von Temperatur und Belastung

---

[1]) Das Arbeitsvermögen ist definiert als Produkt aus Nennsspannung und Kapazität (nach Angaben der Hersteller) bzw. aus mittlerer Entladespannung und Kapazität bei +20 °C (nach eigenen Untersuchungen).

Tabelle 1: Herstellerangaben

Bezeichnung	Hersteller	Kurzzeichen nach IEC-Empfehlung 86	Breite/Durchmesser in mm	Höhe (Länge) in mm	Masse in g	Nennspannung in V	Entladewiderstand in Ω	tgl. Entladedauer in min	Entladeschlußspannung in V	Betriebsdauer in h	Nennkapazität in Ah	Betriebsdauer nach Lagerung in Monaten in h	Volumen[4] in cm³	Nenn-Arbeitsvermögen[4] in Wh	Bemerkungen
Stabelement 1,6-ФМЦ-у-3,2 (1,6-Ф-3,2)	UdSSR		34	64	105	1,6	10		0,7	32	3,2	6: 28; 12: 26		4	Kapazität bei —40°C 0,3 Ah
Stabelement 1 DMNOSZ 97 (1 DMSZ 97)	AKKU Ungarn		33 ±0,5		97			30	0,6	13/40	3,41			4,26	
Stabelement 140: Heizelement für Rundfunkempfänger	Bateria ČSSR			61 ±1			5			12	3[4])			3,75	
Stabelement 140: Stabelement für Transistorgeräte					92		75			90	1,5[4])			1,88	
Heizelement EJT TGL 7487 (Heizelement 650)	BAE[3]) DDR	R 20	33 ±1	61/63	100	1,5		30	0,9	18	4,5[4])		54	5,63	
								240	1,1	4	1[4])	6 3		1,25	[5])
Stabelement EJT DIN 40850: Stabelement für Beleuchtung (L.-Pr.-Monoz. 212)					97		5	30	0,75	11	2,75[4])	6 10		3,44	[6])
Stabelement EJT DIN 40850: Heizelement (Sp.-Radio-Heizz. 231)	Pertrix DBR			60/63	90							6 7			
Stabelement EJT DIN 40850: Heizelement (L.-Pr.-Sp.-R.-Heizz. 232)					97		5,6	120	1,0	8	1,8[4])	24 7		2,24	
Stabelement 1,3-ФМЦ-0,25 (ЭДС — 1,5)	UdSSR	R 10	21,1	37,5	22	1,3 (1,5)	150 mA		0,6		0,25	4 0,17 Ah	12	0,312	
Stabelement ECT[1]) TGL 7487 (Stabelement 202)	BAE[3]) DDR	R 10	21 ±0,7	35/37	20		5	5	0,75	1,5	0,375[4])	6 1,25		0,45	[5])
Heizelement EAaT TGL 7487 (Heizelement 231)		R 6	14 ±0,2	47,3	15	1,5	50			20	0,5[4])		7,7	0,63	
				50,5						27	0,68[4])			0,85	
Stabelement EAbT[2]) TGL 7487 (Stabelement 200)		R 3		22	7		300	480	0,9	60	0,25[4])		3,9	0,31	[5])
				25,3						68	0,28[4])			0,355	
HgO-Zn-Element KP 1	CLA[3]) Polen		26	8,5	15	1,34	50		0,9		1		4,5	1,25	
HgO-Zn-Element KM 1		(MR 7)	15,5	15	12						0,8		2,8	1	
Heizbatterie BJaT 6[2]) TGL 7487	BAE[3]) DDR	(4R25)	67	99 (67)	650	6	60	240	5	50	4,2[4])	6 40	445	20,8	[5])
							20	30	(1,25) / Z	15	3,8[4])			18,75	
Batterie 21-ПМЦГ-0,05 (21-П-0,05)	UdSSR		26	70 (15)	32	21	14 k		14		0,05	4 0,03	27,3	0,94	
Batterie BP 1121/22 TGL 3920 (Hörbatt. 304)	BAE[3]) DDR	15 F 20	20 ±0,5	45,5±1	35	22,5	45 k	480	15	192	0,08[4])	6 155	19	1,5	[5])
Batterie BP 1121/22 DIN 40851 (Mikrod.-An. 72)	Pertrix DBR	15 F 20	25 ±0,5	50 ± 1 (15±0,5)	29					180	0,075[4])	6 160	20	1,4	[6])

[1]) Liefermöglichkeit nur nach Sondervereinbarung [2]) Nur für Ersatzbedarf — nicht für Neukonstruktionen [3]) BAE = VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik, CLA = Centralne Laboratorium Akumulatorow i Ogniw, Poznan [4]) Errechnete Werte [5]) Eigenschaften nach TGL 6245 Aug. 60 [6]) Eigenschaften nach VDE 0807/4.56.

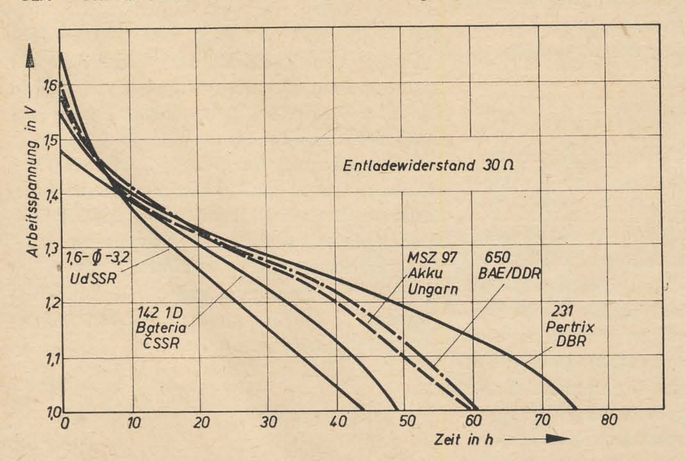


Bild 1: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener Stabelemente R 20 bei + 20 °C

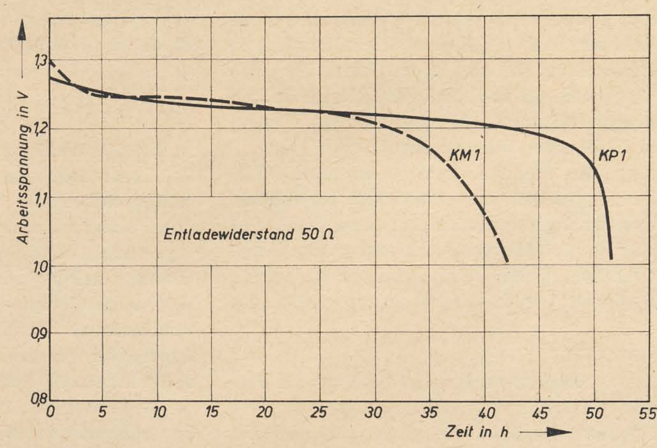


Bild 2: Mittlere Entladecharakteristiken der polnischen HgO-Zn-Elemente KP 1 und KM 1 bei + 20 °C

Tabelle 2: Untersuchungsergebnisse

Bezeichnung	Hersteller	Kurzzeichen nach IEC-Empfehlung 86	Herstellungsdatum in Woche und Jahr	Leerlaufspannung in V	mittlere Entladespannung in V	Entladewiderstand in Ω	Kapazität bei + 20 °C in Ah	Kapazität bei tiefen Temperaturen in °C in Ah	Kapazität bei hohen Temperaturen in °C in Ah	Temperaturkoeffizient in ‰/°C	Restkapazität nach Lagerung in Monaten in %	Arbeitsvermögen in Wh
Stabelement 1,6-Φ-3,2	UdSSR	R 20	27 ··· 30 1959	1,71	1,28	30	1,85	— 30 0,71	+ 40 2,56		12 69	2,37
Stabelement 1-D-MSZ-97	Akku Ungarn		51 1960	1,61	1,27		2,54	— 20 0,75				3,22
Stabelement	China		1958	1,57	1,23		1,6					1,97
Stabelement	Jugoslawien		8 1961	1,56	1,26		1,94	— 20 0,24	+ 40 2,62		6 / 12 84 / 70	2,45
Heizelement 5044	Bateria ČSSR		40 1960	1,58	1,23		1,52	± 0 1,21				1,87
Tieftemperaturelement 142			9 1960	1,48	1,28		2,07	— 30 0,59				2,65
Heizelement 650	BAE DDR		34 1961	1,58	1,27		2,57	— 30 0,17	+ 40 3,5	(1,2)	6 98	3,28
			8/13 1964	1,72	1,31		3,25	— 20 1,04	+ 40 5,1	1,6	6 90	4,25
Leak-Proof-Monozelle 212	Pertrix DBR		1957	1,5	1,24		1,53	— 30 0,19	+ 40 4,48		10 80	1,9
Spezial-Radio-Heizzelle 231				1,58	1,26		3,12	— 30 0,11	+ 40 4,3	0,9		3,93
L.-Pr.-Sp.-Radio-Heizzelle 232				1,62	1,25		3,33	— 30 0	+ 40 4,75	0,3	12 93	4,17
Stabelement ЭДС-1,5	UdSSR	R 10	1958	1,58	1,21	55	0,26					0,32
Stabelement 202	BAE DDR			1,55	1,15		0,198	— 20 0,044	+ 40 0,3	4,4	6 0	0,23
Stabelement 231		R 6	27 ··· 33 1959	1,45	1,21	150	0,33	— 30 0,1				0,4
Stabelement 200		R 3			1,18	500	0,16				3 90	0,19
HgO-Zn-Element KP 1	CLA Polen		1958	1,35	1,21	50	1,28					1,55
HgO-Zn-Element KM 1		(MR 7)	6 1960	1,35	1,22	50	1,03					1,26
Heizbatterie BJaT 6	BAE DDR	(4 R 25)	27 ··· 33 1959	6,4	4,88	60	4,56				6 93	22,3
Batterie 21-П-0,05	UdSSR		27 ··· 30 1959	22,5	17,54	14 k	0,059	— 30 0,01	+ 40 0,076		8 96	1,03
Hörbatterie 304	BAE DDR	15 F 20	26 1957		17,8	22,5 k	0,027	— 30 0,005	+ 40 0,065	1,9	3 88,7	0,48
Mikrodyn-Anode 72	Pertrix DBR	15 F 20	1957	24,6	17,2		0,102	— 30 0,007	+ 40 0,112	1,7	6 77	1,75

wurden Temperaturtests durchgeführt. Dabei wurden die Prüflinge auf etwa — 35 °C abgekühlt und dann bei wechselnder Belastung wieder langsam und möglichst kontinuierlich erwärmt. Gleichzeitig registrierte ein spezieller Schreiber den Verlauf der Arbeitsspannung bei den gewählten Belastungen. Der genauere Ablauf dieses Tests wurde bereits beschrieben [1]. Aus den Ergebnissen dieser Tests wurde der in der Tabelle angegebene mittlere Temperaturkoeffizient der Arbeitsspannung errechnet.

Untersuchungsergebnisse

Die in Zahlenwerten erfaßbaren Untersuchungsergebnisse sind in Tabelle 2 zusammengefaßt. Die Kapazitätsangaben beziehen sich auf die festgelegte Entladeschlußspannung von 1,0 V je Zelle. Die nach der Lagerung (in Monaten) noch vorhandene Restkapazität ist in Prozent angegeben und auf die Frischkapazität bei + 20 °C der jeweiligen Ausführung bezogen.

Von den zahlreichen Kurven, die sich bei den Prüfungen ergaben, zeigen die folgenden das typische Verhalten und ermöglichen Vergleiche der verschiedenen Ausführungen.

Entladecharakteristiken

Bild 1 stellt den Verlauf der Entladespannung in Abhängigkeit von der Zeit für verschiedene Stabelemente R 20 dar. Das sowjetische Stabelement 1,6-Φ-3,2 fällt durch eine hohe Anfangsspannung auf. Diese kann bei Verwendung des Elementes für die Heizung von Elektronenröhren in den ersten Einschaltminuten

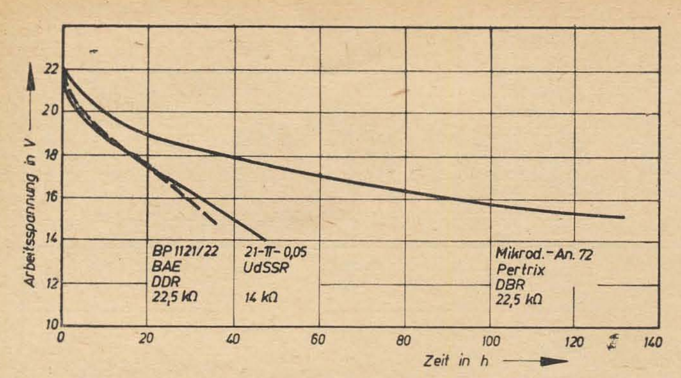


Bild 3: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener 22,5-V-Batterien bei + 2) °C

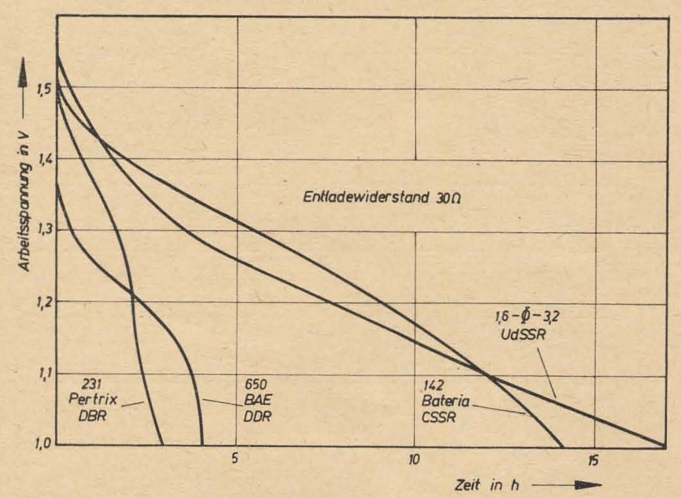


Bild 4: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener Stabelemente R 20 bei — 30 °C

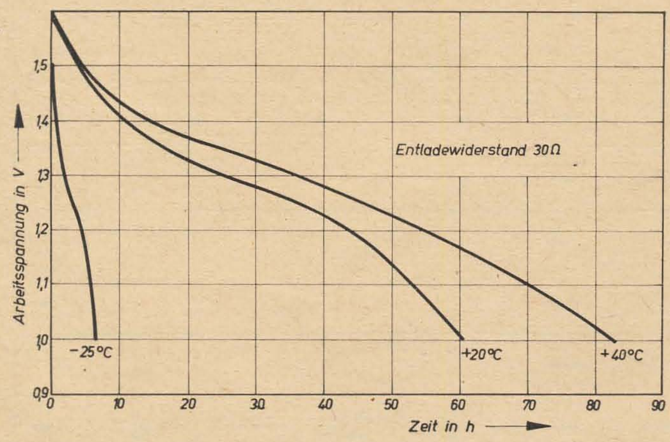


Bild 5: Mittlere Entladecharakteristiken des Heizelementes EJT (BAE 650) bei verschiedenen Temperaturen

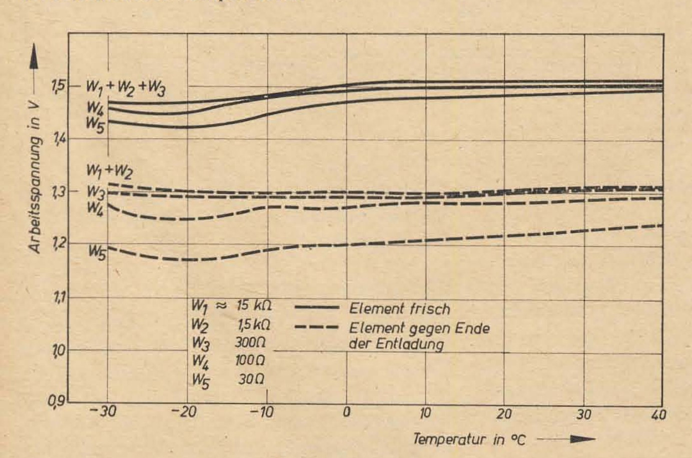


Bild 6: Temperaturtest der Spezial-Radio-Heizzelle EJT (Pertrix, 231)

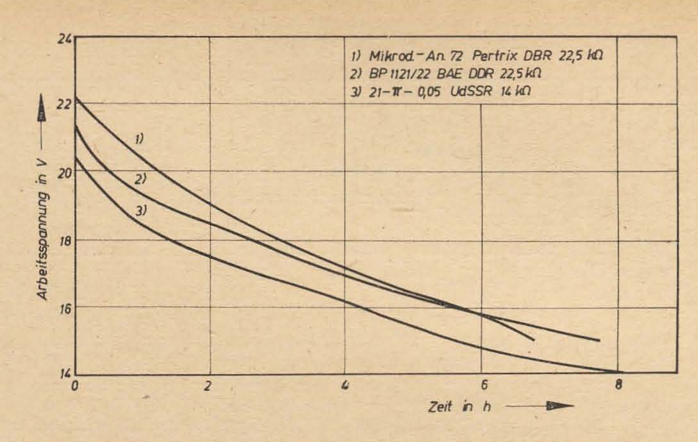


Bild 7: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener 22,5-V-Batterien bei — 30 °C

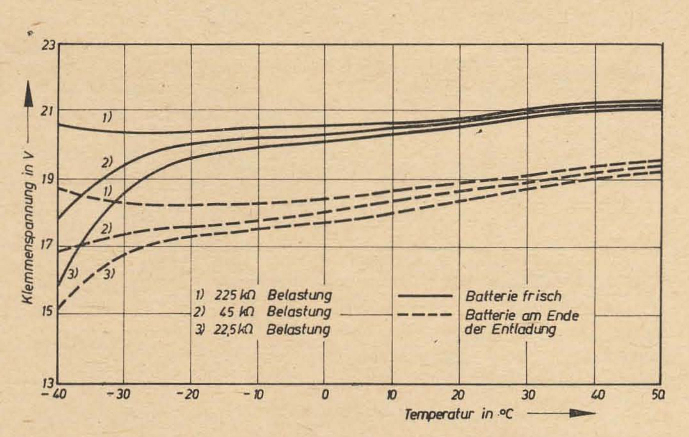


Bild 8: Temperaturtest der 22,5-V-Batterie BP 1121/22 (BAE, 304)

zu starken und unzulässigen Überlastungen führen.

Um diese Gefahr mit Sicherheit zu beseitigen, wurden in den deutschen TGL- bzw. VDE-Vorschriften die bekannten Überspannungsprüfungen aufgenommen. Die Ergebnisse der deutschen Erzeugnisse bestätigen die Einhaltung dieser Vorschriften.

Die hohen Kapazitätswerte bei den neueren BAE-Heizelementen 650 und den Pertrix-Spezial-Radio-Heizzellen ergeben sich durch die verbesserte Entladecharakteristik.

Den bekannten vorteilhaften Verlauf der Arbeitsspannung bei der Entladung von Quecksilberoxid-Zink-Elementen zeigen auch die polnischen Ausführungen KP 1 und KM 1 (Bild 2). Diese Ergebnisse stimmen im wesentlichen auch mit anderen Literaturangaben überein [6] [7].

Typische Entladecharakteristiken von Primärelementen und -batterien sind auch bei den Entladekurven der 22,5-V-Batterien (Bild 3) zu erkennen. Die Gegenüberstellung der drei Ausführungen zeigt die hervorragende Leistungsfähigkeit der Pertrix-Mikrodyn-Anodenbatterie.

Die gezeigten Entladecharakteristiken bestätigen, daß die Bemühungen um die Verbesserung der Ausführungen entsprechend der vorgesehenen Anwendung einige beachtliche Erfolge brachten. So stehen bei den Primärelementen und -batterien spezielle Typen für Heizzwecke und den Betrieb von Transistorschaltungen [2] zur Verfügung. Für die noch verbleibenden Schaltungen mit Elektronen-

Fortsetzung auf Seite 627

Anzeigeröhren Z 560 M Z 561 M Z 565 M

Die Anzeigeröhren sind mit Edelgas gefüllt und besitzen kalte Reinmetallkatoden. Für jede Ziffer (bei der Z 560 M) bzw. jedes Zeichen (bei der Z 561 M) ist eine in Form dieser Ziffer bzw. des Zeichens ausgebildete Katode vorgesehen. Die Katoden sind übereinander angeordnet. Die Arbeitsweise beruht darauf, daß beim Anlegen einer negativen Spannung an eine der Katoden mit dieser eine Neonglimmentladung gezündet wird. Die Ziffer bzw. das Zeichen erscheint in Leuchtschrift auf der Stirnfläche des Röhrenkolbens.

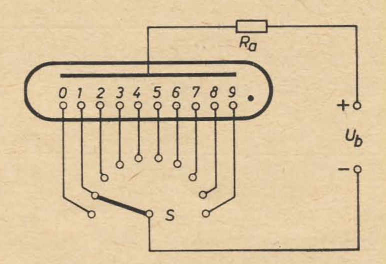


Bild 2: Prinzipschaltbild der Z 560 M

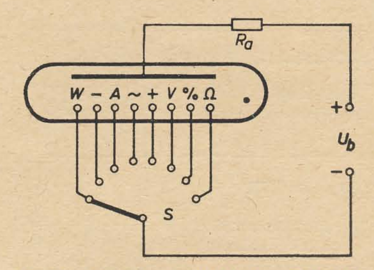


Bild 4: Prinzipschaltbild der Z 561 M

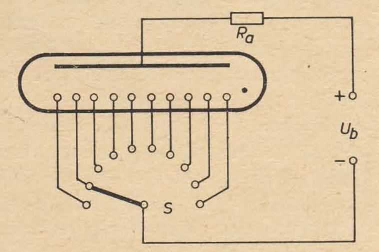


Bild 6: Prinzipschaltbild der Z 565 M

Bei der Z 565 M sind zehn stabförmige Katoden kreisförmig um die Anode angeordnet. Hier wird an der entsprechenden Katode eine punktförmige Neonglimmentladung gezündet, die von vorn betrachtet als Leuchtpunkt zu sehen ist. Vor die dem Beobachter zugekehrte Stirnseite der Röhre kann eine Schablone mit entsprechend dem Verwendungszweck ausgewählten Aussparungen angebracht werden.
Die Katoden der Röhren sind einzeln herausgeführt, wie es auch die Prinzipschaltbilder erkennen lassen (Bilder 2, 4 und 6). Das Schalten der gewünschten Katode und damit die Auswahl der gewünschten Anzeige kann sowohl mit Hilfe eines mechanischen Schalters als auch mit Röhren bzw. Transistoren erfolgen.
Die Röhren werden nicht geheizt. Ihre Betriebslage kann beliebig gewählt werden.

Die **Z 560 M**

ist eine Ziffernanzeigeröhre (Bild 1) mit den Ziffern 0 bis 9. Es leuchtet immer die Ziffer auf, deren Katode über den Sockelstift die negative Spannung zugeführt bekommt (siehe auch Bild 2).
Die Röhre wird in modernen elektronischen Geräten (z. B. elektronischen Rechenmaschinen, Zähleinrichtungen, digital arbeitenden Meßgeräten) zur Wiedergabe von Zähl- bzw. Meßergebnissen oder Zeitangaben verwendet. Darüber hinaus lassen sich Rufanlagen mit dieser Röhre bequem aufbauen. Mehrstellige Zahlen können mühelos abgelesen werden, indem man mehrere Anzeigeröhren nebeneinander anordnet.

Die **Z 561 M**

ist eine Zeichenanzeigeröhre (Bild 3) mit den Zeichen W; —; A; ~; +; V; %; Ω. Es leuchtet das Zeichen auf, dessen Katode über den Sockelstift die negative Spannung zugeführt bekommt (siehe auch Bild 4).
Die Röhre wird in den aufgeführten Geräten zur Wiedergabe von Vorzeichen und Symbolen für Meßwerte und Zählergebnisse verwendet.

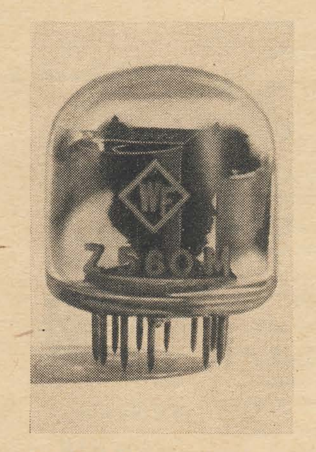


Bild 1: Ziffernanzeigeröhre Z 560 M

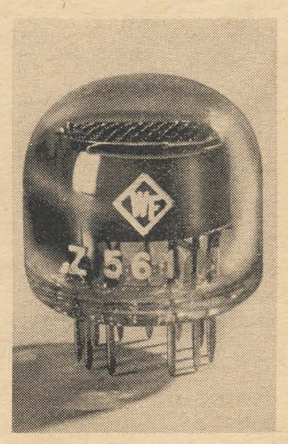


Bild 3: Zeichenanzeigeröhre Z 561 M

Die **Z 565 M**

ist eine dekadische Anzeigeröhre (Bild 5). Der Leuchtpunkt erscheint in Höhe derjenigen Katode, die über den Sockelstift die negative Spannung zugeführt bekommt (siehe auch Bild 6).

Die Röhre wird vorwiegend zur Anzeige des Schaltzustandes in Hochvakuumröhren- und



Bild 5: Dekadische Anzeigeröhre Z 565 M

Transistorzähldekaden bei hohen Zählfrequenzen verwendet. In mit Dekadenzählröhren kombiniert aufgebauten Geräten wird durch den systemähnlichen Aufbau eine einheitliche Anzeige ermöglicht.

Die Röhren Z 560 M und Z 561 M dürfen bei Wechselspannungsbetrieb in der negativen Halbwelle nicht zünden. Bei aperiodischem Betrieb muß ein Schaltzeitverhältnis von 1 : 500 innerhalb 50 Betriebsstunden je Ziffer bzw. Zeichen gewährleistet sein.

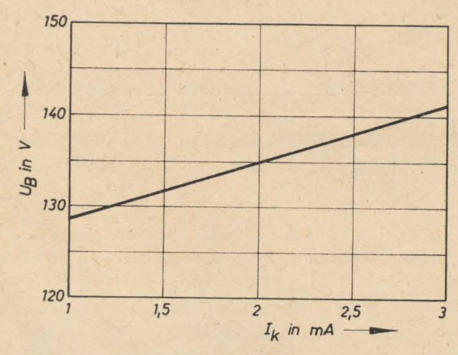


Bild 7: Abhängigkeit der Brennspannung vom Katodenstrom (Z 560 M und Z 561 M)

Bei der Z 565 M ist es für einen einwandfreien Betrieb erforderlich, daß die Spannungsänderungen an den Katoden ($k_0 \cdots k_9$) größer als die Differenz zwischen maximaler Anodenzündspannung und minimaler Anodenlöschspannung ($U_{za\,max} - U_{a\,lösch\,min} \geqq 40$ V) sind. Bei aperiodischem Betrieb soll der mittlere Katodenstrom nicht größer als 100 μA sein. Zur Vermeidung größerer Zündspannungsschwankungen durch Beleuchtungsunterschiede ist auf der Innenwand des Kolbens der Z 565 M radioaktives Material (Ring) aufgebracht.

Technische Daten		Z 560 M	Z 561 M	Z 565 M
		13-Stift-Spezialsockel	13-Stift-Spezialsockel	13-Stift-Spezialsockel
Gewicht		≈ 14 p	≈ 14 p	≈ 22 p
Röhrenstandard		TGL 14557	TGL 200—8144	TGL 200—8146
KENNWERTE				
Anodenzündspannung	U_z	145 V	145 V	
Anodenbrennspannung	U_B	135 V	135 V	112 V
Katodenstrom	I_k	2 mA	2 mA	0,1 mA
BETRIEBSWERTE				
Bereitschaftsspannung	U_b in V ± 10%	170 250 300	170 250 300	
Anodenwiderstand	R_a in kΩ ± 5%	20 62 91	20 62 91	
GRENZWERTE				
Bereitschaftsspannung	$U_{b\,min}$	160 V	160 V	
max. Anodenzündspannung	$U_{za\,max}$			140 V
min. Anodenlöschspannung	$U_{a\,lösch\,min}$			100 V
Katodenstrom	$I_{k\,min}$	1 mA	1 mA	0,05 mA
	$I_{k\,max}$	2,5 mA	2,5 mA	0,25 mA
Katodenspitzenstrom	$\hat{I}_{k\,max}$	10 mA	10 mA	
Integrationszeit	$t_{r\,max}$	1 Periode	1 Periode	
Umgebungstemperatur	$t_{Ugb\,max}$	+ 75 °C	+ 75 °C	+ 75 °C
	$t_{Ugb\,min}$	— 60 °C	— 60 °C	— 60 °C

radio und fernsehen | Physikalische Grundlagen der Halbleitertechnik (2) | Gr. Ha. 1 Blatt 2
13 (1964) H. 20 | Labor- und Berechnungsunterlagen | DK 621.315.592

1.8. Akzeptor (Bilder 10, 11 und 12)

Dotiert man Germanium mit einem dreiwertigen Element (Indium, Bor), so fehlt je Fremdatom ein Elektron im Kristallgitter. Das fehlende Elektron kann von dem dreiwertigen Element (Akzeptor) aus einem benachbarten Germaniumatom aufgenommen werden. Dabei entsteht dort ein positives Loch, das beim Anlegen eines elektrischen Feldes ähnlich wie bei der Eigenleitung rekombiniert und damit auch wandert (Bild 10). Das Energieniveau der Akzeptoren liegt im Bändermodell unmittelbar über dem Valenzband, so daß schon durch eine sehr geringe Energiezufuhr eine Lochbildung durch den Akzeptor eintreten kann (Bild 11). Ein mit Akzeptoren dotiertes Germanium ist p-leitend (Bild 12).

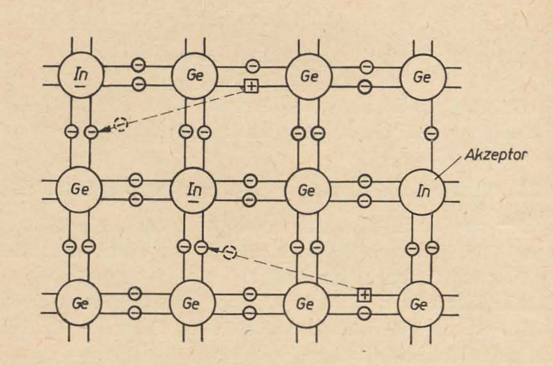


Bild 10

1.9. Eigenleitung im Störstellenhalbleiter

Im dotierten Halbleiterkristall ist die Zahl der Störladungsträger gleich der Anzahl der eingebauten Störatome. Durch die Paarbildung entstehen zusätzlich weitere Ladungsträger, deren Anzahl mit der Temperatur steigt. Die Zahl der Ladungsträgerpaare kann so groß werden, daß das Verhalten des Halbleiters vor allem von der Paarbildung bestimmt wird (Eigenleitung). Die in einem Halbleitermaterial vorhandenen Hauptladungsträger (Donatoren, Akzeptoren) werden als Majoritätsträger bezeichnet, während die Ladungsträger umgekehrten Vorzeichens, die sich aus der Paarbildung ergeben, Minoritätsträger genannt werden. Die Dichte der Majoritätsträger wird vor allem bestimmt durch die Anzahl der eingebauten Fremdatome und die der Minoritätsträger durch die ständige Paarerzeugung und Rekombination. Die Rekombination ergibt sich aus dem Massenwirkungsgesetz, und es ist

$$n \cdot p = n_i^2$$

d. h., die Quadratwurzel aus dem Produkt der Majoritätsträgerkonzentration und der Minoritätsträgerkonzentration ist gleich der Inversionsdichte n_i, die eine temperaturabhängige Konstante darstellt. Mit steigender Temperatur wird n_i größer

$$n_i \approx 10^{13}\ \mathrm{cm}^{-3} \text{ (Germanium bei Zimmertemperatur)}$$

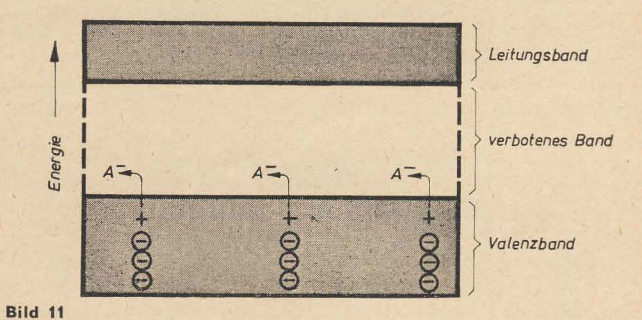


Bild 11

Bild 12

2. Der pn-Übergang

Ein pn-Übergang entsteht, wenn ein Ge-Kristall bis zu einer Grenzfläche auf der linken Seite mit dreiwertigen Fremdatomen und auf der rechten Seite mit fünfwertigen Fremdatomen dotiert ist.

2.1. pn-Übergang im stromlosen Zustand (Bilder 13 und 14)

Bei angenommen gleicher Dotierung (Bild 13) ist die Ladungsträgerkonzentration — Anzahl der Träger je cm³ — in beiden Bahngebieten gleich, $p_p = n_n$. Auf Grund der Eigenleitung tritt eine ständige Paarerzeugung ein, so daß in beiden Gebieten nicht nur Majoritätsladungsträger, sondern auch Minoritätsladungsträger p_n, n_p vorhanden sind. Die Rekombination, die im thermischen Gleichgewicht zur Paarerzeugung steht, ergibt sich in beiden Gebieten nach dem Massenwirkungsgesetz aus

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \quad \text{und} \quad p_n = \frac{n_i^2}{n_n}$$

Während in beiden Gebieten Ladungsgleichgewicht herrscht, ist dieses infolge der thermischen Beweglichkeit der Ladungsträger in der Nähe der Grenzfläche gestört. Aus dem p-Gebiet diffundieren Löcher in das n-Gebiet und umgekehrt aus diesem Elektronen in das p-Gebiet (Bild 14). In der Nähe der Grenzfläche bildet sich

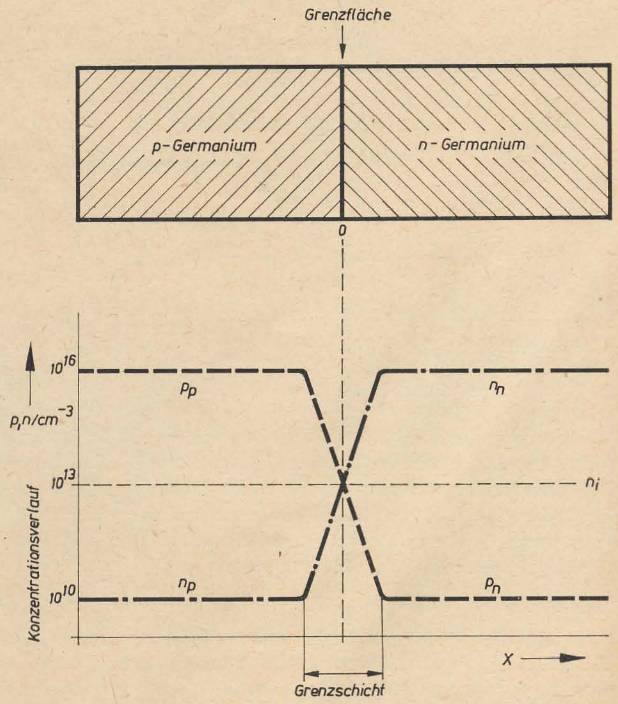


Bild 13

eine Grenzschicht aus, die p-seitig durch den Überschuß von negativen Ladungsträgern (Akzeptoren) und n-seitig durch den Überschuß von positiven Ladungsträgern (Donatoren) gekennzeichnet ist. Die Ladungsverteilung in der Grenzschicht hat eine Spannungsstufe (Diffusionsspannung V_D) zur Folge, deren elektrisches Feld dem Diffusionsvorgang entgegenwirkt und einen Gleichgewichtszustand herstellt.
Die Diffusionsspannung ergibt sich aus

$$V_D = U_T \ln \frac{n_n}{n_p}$$

$\left(\text{hierin ist } U_T \text{ die Temperaturspannung} = \frac{KT}{e}\right)$

Die in beiden Richtungen fließenden Ströme, Diffusionsstrom und Feldstrom sind gleich groß und kompensieren sich.

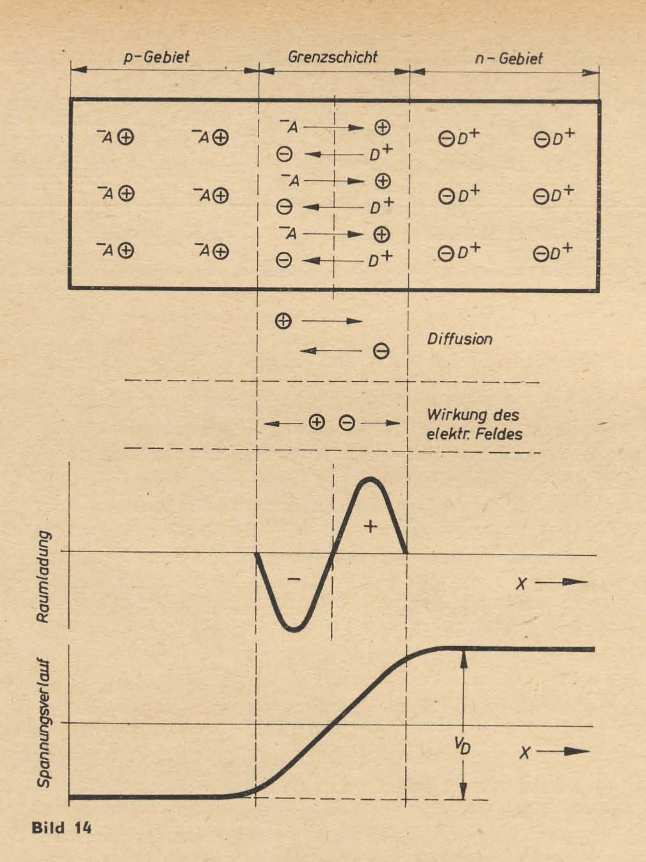


Bild 14

2.2. Stromdurchflossener pn-Übergang (Bilder 15 und 16)

Eine an den pn-Übergang angelegte Spannung kommt wegen der Leitfähigkeitsverhältnisse in den Bahngebieten vor allem in der Grenzschicht zur Auswirkung.
Hier überlagert sich der Diffusionsspannung die äußere Spannung, die je nach Polarität einen Auf- oder Abbau der inneren Potentialstufe herbeiführt.

Flußrichtung

Liegt am p-Gebiet der Pluspol einer äußeren Spannungsquelle (Bild 15), so führt dies zu einem Abbau der inneren Spannungsstufe. Das innere Feld wird kleiner, Elektronen sowie auch Löcher werden in die Grenzschicht vorgetrieben, so daß die Konzentration p_p, n_n weiter in diese vordringt. Dies führt zu einer Verringerung der Grenzschichtbreite. Hierbei ist $p \cdot n > n_i^2$. Es findet ein intensiver Ladungsträgeraustausch beider Gebiete statt, so daß die Grenzschicht den Stromfluß einen geringfügigen Widerstand entgegensetzt. Der pn-Übergang verhält sich wie eine in Flußrichtung arbeitende Gleichrichterstrecke.

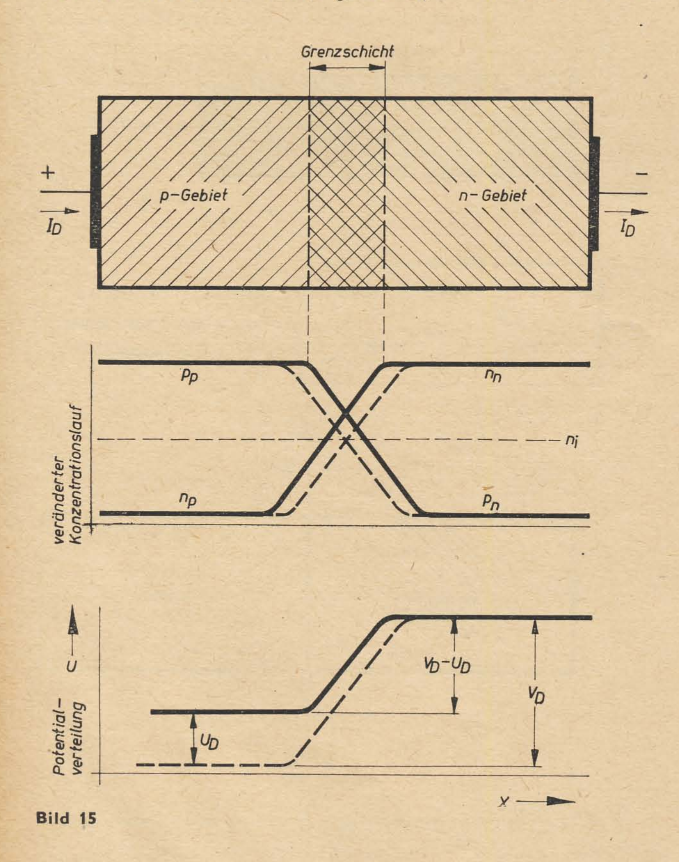


Bild 15

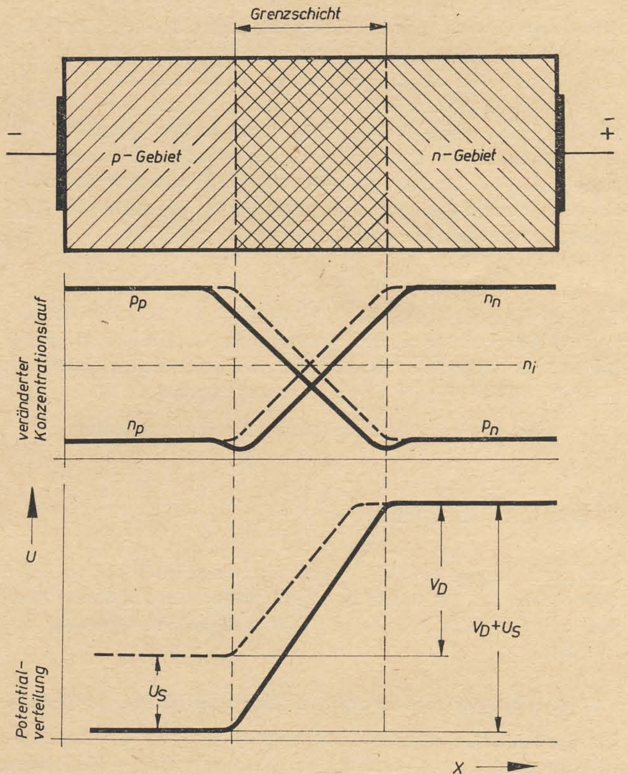


Bild 16

Sperrichtung

Am p-Gebiet liegt der Minuspol einer äußeren Spannungsquelle (Bild 16). Die innere Potentialstufe wird um die Größe der äußeren Spannung erhöht. Das innere Feld wird verstärkt und treibt die Elektronen weit in das n-Gebiet und die Defektelektronen weit in das p-Gebiet zurück. Die Grenzschicht verarmt an Ladungsträgern und wird gleichzeitig breiter. In diesem Fall gilt $p \cdot n < n_i^2$. Stehen im p-Gebiet lediglich Löcher und im n-Gebiet lediglich Elektronen als bewegliche Ladungsträger zur Verfügung, so ist ein Stromfluß durch die Grenzschicht nicht möglich. Wegen der ständigen Paarerzeugung existieren jedoch in den Bahngebieten, wenn auch mit geringer Konzentration, Minoritätsladungsträger n_p und p_n, die wegen ihres Vorzeichens leicht in die Grenzschicht eindringen und einen kleinen Fehlstrom hervorrufen. Mit steigender Temperatur vergrößert sich die Paarerzeugung und somit auch der Fehlstrom. Der pn-Übergang verhält sich wie eine in Sperrichtung geschaltete Gleichrichterstrecke.

Fortsetzung von Seite 622

röhren gibt es die entsprechenden Batterien. Inzwischen sind in der Literatur weitere Verbesserungen bekanntgegeben worden, von denen besonders auf die sog. „Paperlined-" [8] und „Segmentzellen" [9] [10] sowie auf die 9-V-Energieblocks und -Kompaktbatterien [11] hingewiesen werden soll.

Temperaturverhalten

Das Temperaturverhalten einiger Ausführungen geht aus den Bildern 4 bis 9 hervor. Die bei — 30 °C noch vorhandene Leistungsfähigkeit verschiedener Stabelemente R 20 kann man aus Bild 4 abschätzen. Die Entladecharakteristiken des sowjetischen Stabelementes und des ČSSR-Typs 142 zeigen, daß es sich um ausgesprochene Tieftemperaturelemente handelt. Aber auch die Heizelemente 650 vom VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik (BAE) und 231 von Pertrix erfüllen noch die gestellte Mindestforderung von etwa 10% der Kapazität, die bei + 20 °C vorhanden ist (Bild 5).

Ein wesentlicher Nachteil der Quecksilberoxid-Zink-Elemente ist ihr eingeschränkter Betriebstemperaturbereich, der etwa von + 10 bis + 50 °C reicht. Damit werden die Anwendungsmöglichkeiten dieser Elemente wesentlich vermindert. Nur bei sehr geringen Belastungen, wie sie etwa für Bezugsspannungsquellen zutreffen, kann man mit einer unteren Temperaturgrenze von ± 0 °C rechnen [7].

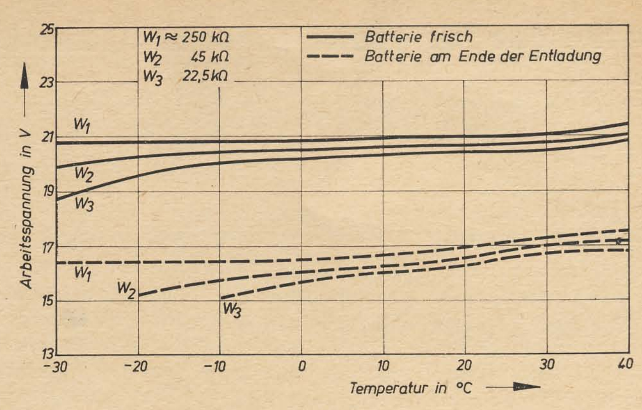
Als Beispiel für gemessene Temperaturabhängigkeiten der Spannungen bei verschiedenen Belastungen sollen hier nur die Ergebnisse der Spezial-Radio-Heizzellen 231 der Firma Pertrix dienen (Bild 6). Die 22,5-V-Batterien geben bei — 30 °C naturgemäß nur noch eine geringe Leistung ab. Die Spannungsverläufe bei der Entladung mit den üblichen Belastungswiderständen sind im Bild 7 dargestellt. Zwei weitere Beispiele für die Ergebnisse der Temperaturtests werden durch die Bilder 8 und 9 gegeben.

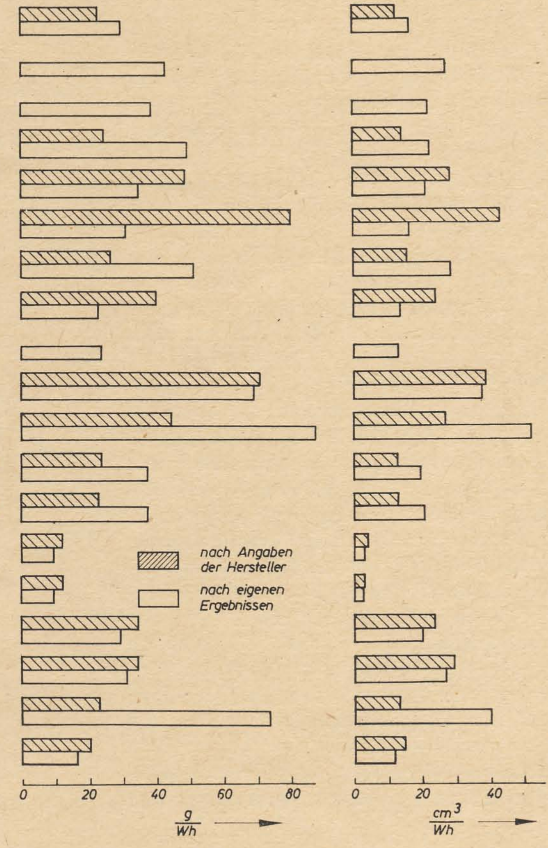
Qualitätskonstanz

Einige Schwierigkeiten bereitet bei allen Primärelementen und -batterien immer noch die Sicherstellung einer gleichbleibenden Qualität. Die Hersteller sind bei wesentlichen Teilen auf ausländische Rohstoffe angewiesen. Die auf dem Weltmarkt angebotenen Qualitäten unterliegen oft starken Schwankungen. Die Auswirkungen stellen sich meist erst heraus, wenn ein Großteil der Rohstoffe verarbeitet ist. Dies erklärt auch die unterschiedlichen Ergebnisse, die bei den Untersuchungen im Laufe mehrerer Jahre festgestellt werden konnten. Die hier bekanntgegebenen Eigenschaften sind deshalb nur für die genannten Erzeugnisse maßgebend.

Einen abschließenden Überblick vermittelt die obenstehende Tabelle, in der die Verhältnisse des Volumens und der Masse zum Arbeitsvermögen der untersuchten Primärelemente und -batterien zusammengestellt sind. Durch die Gegenüberstellung der Herstellerangaben und der eigenen Untersuchungsergebnisse sind unter anderem wichtige Rückschlüsse auf den Einfluß der Entlademethoden möglich. Mit bemerkenswert guten Eigenschaften treten hier die Quecksilberoxid-Zink-Elemente hervor.

Bild 9: Temperaturtest der 22,5-V-Mikrodyn-Anode 72 (Pertrix)





Literatur

[1] Zieke, J.: Galvanische Elemente und Batterien tragbarer Meßgeräte. radio und fernsehen 9 (1960) H. 12 S. 374 bis 377 und H. 13 S. 424—428

[2] Die Anpassung der Trockenbatterie an neue Aufgaben. Elektro-Welt/Industrie-Elektrik B 6 (1961) H. 2 S. 36—38

[3] Limann, O.: Trockenbatterien für Taschensuper und Heimempfänger. Radioschau 11 (1961) H. 1 S. 25—26

[4] Ortwein, M.: Primärelemente und Trockenbatterien 1961. Elektro-Technik 43 (1961) H. 32—33 S. 364—366

[5] Ortwein, M.: Betriebsverhalten moderner Trockenbatterien. radio mentor 27 (1961) H. 6 S. 492—495

[6] Kubeš, J.: Zahranicni novinky z oboru akumulatoru a clánku. (Ausländische Neuheiten an Akkumulatoren und Elementen). Slaboproudy Obzor 21 (1960) H. 6 S. 364—367

[7] Trockenelemente und -batterien mit kleinen Abmessungen. Radio (1961) H. 11 S. 60—61.

[8] Hochbelastbare Trockenbatteriezellen. Elektro-Anzeiger 16 (1963) H. 15

[9] Trockenbatterien. VDI-Zeitschrift 104 (1962) H. 21 S. 1072

[10] Segmentzelle. Elektromeister (1963) H. 12 S. 77

[11] Limann, O.: Batterien. Funkschau 35 (1963) H. 19 S. 534

Schalter für elektronische Kleinstgeräte

Ing. I. BORKMANN

Schalter-Typenreihe

Dem Elektronikamateur stehen für Kleinstgeräte kontaktsichere Miniaturschalter aus industrieller Fertigung noch nicht zur Verfügung. Im folgenden Beitrag soll daher eine einfach aufzubauende Typenreihe der am meisten gebräuchlichen Schalter und Taster beschrieben werden, die den an sie zu stellenden Forderungen bezüglich Abmessungen und Kontaktsicherheit voll gerecht werden.

Die Reihe besteht aus folgenden Kontaktbauelementen:

1.	Schiebeschalter, einpolig	20×10 mm
2.	Schiebeschalter, zweipolig	20×12,5 mm
3a)	Wechselschiebeschalter, einpolig	25×10 mm
3b)	Wechselschiebeschalter, einpolig	20×12,5 mm
4.	Wechselschiebeschalter, zweipolig	20×12,5 mm
5.	Taster, Ruhekontakt	20×10 mm
6.	Taster, Arbeitskontakt	20×10 mm
7.	Wechseltaster, Ruhe- und Arbeitskontakt	20×12,5 mm

Aufbau der Schalter

Den schematischen Aufbau der Schalter zeigt Bild 1. Als Material für die Kontaktfläche dient kupferkaschierter Schichtpreßstoff. Die Herstellung der Leiterplatten (Leitungsführung im Bild 2) erfolgte auf fotomechanischem Wege [1]. Da es sich hierbei jedoch um relativ einfache Muster handelt, sind auch einfache Abdeckverfahren (Wachs-, Nitrofarbenabdeckung) gut geeignet [1] [2].

Der Schalterknopf hat die Abmessungen 8×5×5 mm. In ihm ist zentrisch starr eine Schraube M 2×8 angebracht, auf der dann die Druckfedern befestigt werden. Als Material wurde Hartgewebe verwendet.

Als Druckfedermaterial wurde Bronzefederblech 0,2 mm verwendet. Hierzu eignen sich gut die Druckfederbleche von Selengleichrichtern ab 60×60 mm Plattengröße. Aus ihnen können jeweils drei Druckfedern herausgeschnitten werden.

Die Federblechstreifen (etwa 20×3 mm) werden nach Möglichkeit an den Enden mittels einer Laubsäge geschlitzt und nach der im Bild 1 gezeigten Form gebogen. Für die Typen 1 und 3a, wo jeweils nur eine Druckfeder benötigt wird, erhalten diese zentrisch eine 2-mm-Bohrung. Die Befestigung erfolgt auf dem Gewindestift des Schalterknopfes zwischen zwei M 2-Muttern. Die Höhe der Befestigung bestimmt den Kontaktdruck. Man stelle diesen nicht zu stark ein. Weiterhin ist darauf zu achten, daß die Druckfeder an der Berührungsstelle mit der Grundplatte keine scharfen Kanten hat, da diese die Kontaktplatte beim Schalten sehr schnell aufreißen würden. Bei den Typen 2, 3b und 4, wo jeweils zwei Kontaktfedern erforderlich sind, werden diese auf ein kleines Hp- oder Hartgewebebrettchen (10×5×1,5 mm), das zentrisch ein M 2-Gewinde hat, mit Kupferstiften aufgenietet. Die weitere Befestigung erfolgt dann wie oben, hier genügt aber eine Mutter.

Die Kontaktfedern sind gegen Verdrehen durch die Deckplatte gesichert, in deren rechteckiger Aussparung der Schalterknopf gleitet. Deck- und Grundplatte werden durch Kleben miteinander verbunden. Bild 3 zeigt die Deckplatte des Typs 4; die übrigen sind analog aufgebaut.

Im Gegensatz zu vielen handelsüblichen Schaltern, wo der Kontakt lediglich durch Druckberührung von zwei Punkten (Flächen) hergestellt wird und bei denen beim Schalten sehr kleiner Ströme nach längerem Gebrauch häufig Kontaktschwierigkeiten auftreten, wird bei den beschriebenen Schaltern eine einwandfreie Kontaktgabe dadurch erreicht, daß die Kontaktflächen bei jedem Schalten aufeinander reiben — die Kontakte sind selbstreinigend.

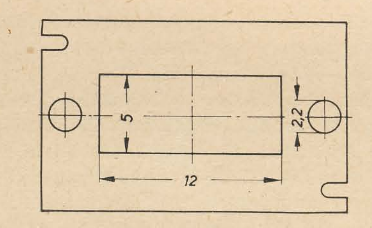


Bild 3: Deckplatte für Schiebeschalter Typ 4

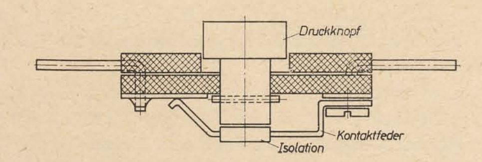


Bild 4: Schematischer Aufbau des Tasters Typ 5

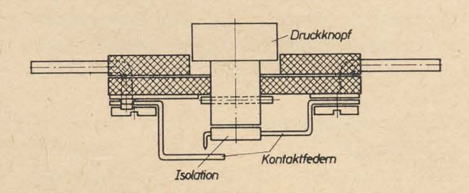


Bild 5: Schematischer Aufbau des Tasters Typ 6

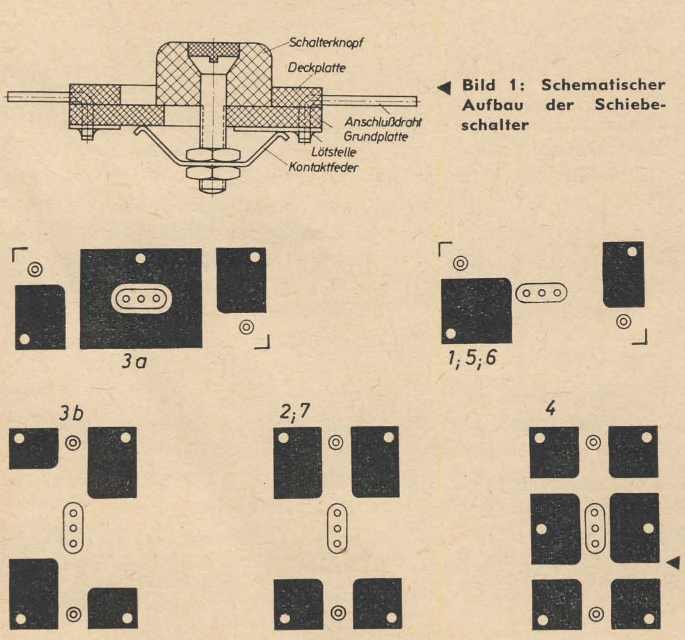


Bild 1: Schematischer Aufbau der Schiebeschalter

Bild 2: Leitungsführung der Leiterplatten für die Kontaktbauelemente Typ 1 bis 7

Bild 6: Vier der beschriebenen Kontaktbauelemente im Vergleich zu den kleinsten im Handel erhältlichen Schaltern und Tastern

Die Kupferfolie der Leiterplatte hat eine Dicke von 35 μm. Um eine hohe Lebensdauer der Kontaktfläche zu gewährleisten, empfiehlt sich eine zusätzliche Verstärkung. Vorteilhaft ist eine Versilberung [3], notfalls genügt aber auch eine Verzinnung.

Aufbau der Taster

Den schematischen Aufbau der Tastertypen 5 und 6 zeigen die Bilder 4 und 5. Der Wechseltaster stellt eine Kombination aus beiden dar und wird auf der Grundplatte des Typs 2 aufgebaut.

Als Druckknopf wurde eine M 4-Zylinderkopfschraube verwendet. Die Halterung auf der Grundplatte erfolgt durch Versplinten. Die Berührungsfläche von Druckknopf und Kontaktfeder ist zu isolieren (Klebeband oder Isolierschlauch). Die Kontaktfedern werden auf die Grundplatte aufgelötet und zusätzlich zur Entlastung der Kupferfolie aufgeschraubt.
Als Anschlüsse dienen Drahtstifte (0,8-mm-Schaltdraht). Zur Befestigung können die Drahtstifte direkt in die Schaltung eingelötet werden. Es ist aber auch eine Schraubbefestigung möglich, da alle Schalter in der Grundplatte zwei Löcher mit M 2-Gewinde haben.
Die hier als Einzelbauelemente beschriebenen Kontaktbauelemente können im Einzelfall auch Teil eines Leitungsmusters sein, da ihre Kontaktflächen in einer Ebene liegen.
Die Bauhöhe aller beschriebenen Typen übersteigt nicht 12 mm.
Bezüglich weiterer Kleinstkontaktbauelemente (wie Stufenschalter, Tastenschalter u. a.) sei auf [1] verwiesen.

Bild 6 zeigt die Typen 1, 3b, 5, 6 sowie als Vergleich dazu die kleinsten im Handel erhältlichen Schalter und Taster.
Natürlich ist die Einzelherstellung solcher Kontaktbauelemente recht zeitraubend. Vielleicht findet sich aber doch noch einmal eine PGH oder eine ähnliche Institution, die derartige, doch sicher in größeren Stückzahlen absetzbare Bauelemente mit in ihr Fertigungsprogramm aufnimmt.

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur. Der praktische Funkamateur H. 26 und 31, Deutscher Militärverlag, Berlin

[2] Heine, R.: Eine Methode zur Herstellung von gedruckten Schaltungen für Laborzwecke und Einzelanfertigung. radio und fernsehen 12 (1963) H. 23 S. 725—727

[3] DM3YSF-DM3RSF-DM3ZSF: Versilbern — kein Problem. funkamateur 10 (1961) H. 6 S. 204

Das „Blubbern" beim Batterieempfänger

WOLFGANG ROHRBECK

Im folgenden wird gezeigt, daß es mit ganz einfachen Mitteln möglich ist, die Anfälligkeit eines Batterieempfängers gegen das lästige „Blubbern" bei erhöhtem Batterieinnenwiderstand wesentlich zu verringern. Die Folge davon ist eine bessere Ausnutzung der Batterie.

Die Ursachen des Blubberns

Es dürfte allgemein bekannt sein, daß eine verbrauchte Batterie besonders bei Empfängern mit Gegentakt-B-Endstufe bei größerer Lautstärke ein lästiges Blubbern hervorruft. Dieser Effekt wird im Englischen treffend als „motor-boating" bezeichnet. Er entsteht durch die Beeinflussung der Vorstufenspannung durch die Endstufe über den Batterieinnenwiderstand, was leicht zur Selbsterregung des Verstärkers führen kann, wenn der Innenwiderstand groß geworden ist.

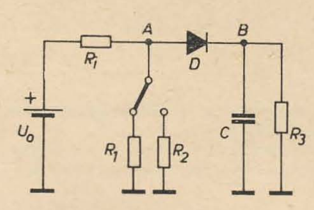


Bild 1: (Links) Ersatzschaltung für verbesserte Vorstufensiebung

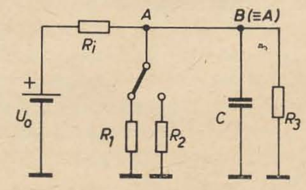


Bild 2: Ersatzschaltung der bisher üblichen Form der Speisespannungssiebung

Beseitigung des Blubberns

Üblicherweise schaltet man, um diese Selbsterregung zu vermeiden, der Batterie einen Elko hoher Kapazität parallel, der den dynamischen Innenwiderstand der Batterie verringert. Diesem Verfahren sind aber natürliche Grenzen gesetzt, zumal gerade bei tragbaren Geräten nur ungern voluminöse Bauelemente verwendet werden. Aus diesem Grunde wird häufig zusätzlich eine RC-Siebung für die Vorstufen vorgesehen. Optimal ist auch diese Maßnahme nicht, denn brauchbare Siebfaktoren bei kleinem Kondensator erfordern einen großen Siebwiderstand. Das bedeutet aber einen erheblichen Spannungsabfall, hat also wieder andere, unangenehme Konsequenzen.
Ausgehend von diesen Überlegungen gelangte der Verfasser zu einer Schaltung, die die oben beschriebenen Nachteile nicht besitzt und dabei an Einfachheit kaum zu überbieten ist. Diese neue Schaltung zeigt Bild 1, während im Bild 2 noch einmal die herkömmliche Schaltung mit einem Elko parallel zur Batterie dargestellt wurde. In beiden Ersatzschaltbildern bedeuten die Widerstände die Belastungen durch die einzelnen Stufen. Der Schalter simuliert die stoßartige Belastung der Batterie durch die Endstufe mit zwei verschieden großen Strömen (ausgedrückt durch die Widerstände R_1 und R_2). Er schaltet also im Rhythmus der NF die kleine oder die große Last an die Batterie. Daß sich die Belastung rechteckförmig ändert, liefert gegenüber sinusförmiger kein anderes Ergebnis.
Für beide Schaltungen soll jetzt die Schiebwirkung des Kondensators C bezüglich der Vorstufenspannung errechnet werden. Ein Beispiel erleichtert die Betrachtung: Die Batterie eines Transistorempfängers besitze bei 6 V Leerlaufspannung U_L einen Innenwiderstand von 20 Ω. Sie ist also schon ziemlich verbraucht. Der Ruhestrom I_0 des Empfängers sei 6 mA, er teile sich je zur Hälfte auf Vorstufen und Endstufe auf. Bei voller Lautstärke betrage die mittlere Stromaufnahme I_L 30 mA. Bei rechteckiger Modulation schwankt also der Batteriestrom im Rhythmus der NF zwischen 6 mA und 54 mA (siehe Bild 3).
Solange der Kondensator C fehlt, verhalten sich die Schaltungen nach den Bildern 1 und 2 in gleicher Weise, falls die Diode als ideal anzusehen ist ($R_D = 0$, $R_{sp} = \infty$). Am Punkte A liegt gegen Masse in den beiden Belastungsfällen folgende Spannung:

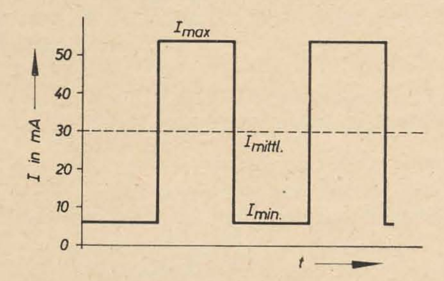


Bild 3: Verbraucherstrom bei Rechteck-Modulation der Endstufe (vereinfacht)

$I_0 = 6$ mA

$U_{max} = 6 - 6 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 5{,}88$ V

$I_{max} = 54$ mA

$U_{min} = 6 - 54 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 4{,}92$ V

Daraus ergeben sich die drei Lastwiderstände zu

$R_1 \approx 2$ kΩ (genau 1,96)

$R_2 \approx 100$ Ω (genau 96,5)

$R_3 \approx 2$ kΩ

Schließt man nun für beide Bilder den Kondensator C an, so erfordert die exakte mathematische Ableitung des am Punkte B entstehenden Spannungsverlaufes (mit anderen Worten der Restwechselspannung an den Vorstufen) einen recht hohen mathematischen Aufwand. Brauchbare Ergebnisse liefert jedoch bereits ein Verfahren der schrittweisen Annäherung. Man geht davon aus, daß der Kondensator für die Zeit der Maximalspannung auf- und für die der Minimalspannung wieder entladen wird. Im betrachteten Falle sind beide Zeiten gleich lang. Es gilt für

Aufladung

$$U_1^{**} + (U_{max} - U_1^{**})\left(1 - e^{-\frac{T}{R_i C}}\right) = U_1^* \quad (1)$$

Entladung

$$(U_1^* - U_{min})\, e^{-\frac{T}{R_v C}} + U_{min} = U_1^{**} \quad (2)$$

Darin sind $T = 1/2f$ halbe Periodenlänge, R_i Batterieinnenwiderstand, R_v Verbraucherwiderstand (der in beiden Schaltungen verschieden groß ist). Ausgehend von $U_1^{**} = U_{min}$ wird nun mit den Gleichungen (1) und (2) so lange gerechnet, bis der Fehler zwischen dem letzten und dem vorletzten Ergebnis

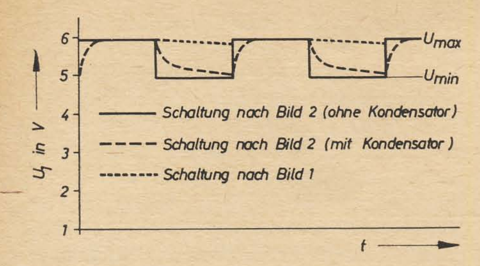


Bild 4: Spannung am Punkt B der Schaltungen nach Bild 1 und 2

kleiner als 1% geworden ist. Die Differenz $U_1^* - U_1^{**}$ ist dann die am Kondensator liegende Wechselspannung.

Bei den vorliegenden Werten ($f = 20$ Hz, d. h. $T = 0{,}025$ s, $C = 100\,\mu$F, $R_i = 20\,\Omega$, $R_v = R_2 \,||\, R_3 \approx 90\,\Omega$ für Bild 2 und $R_v = R_3 = 2000\,\Omega$ für Bild 1) stellt man bereits beim ersten Rechengang fest daß $e^{-\frac{T}{R_i C}}$ zu vernachlässigen ist. Damit gilt in guter Näherung

$$U_1^{**} + U_{max} - U^{**} = U_1^* = U_{max}$$

und daher

$$(U_{max} - U_{min})\, e^{-\frac{T}{R_v C}} + U_{min} = U_1^{**}$$

Für die Wechselspannungskomponente läßt sich also schreiben

$$U_{\sim} = U_{max} - U_1^{**}$$
$$= (U_{max} - U_{min}) \left(1 - e^{-\frac{T}{R_v C}}\right)$$

Daraus ergibt sich im Bild 4 für die Schaltung nach Bild 2: $U_{\sim} = 0{,}9$ V
und für die Schaltung nach Bild 1: $U_{\sim} = 0{,}12$ V

Die Diode reduziert hier also die der Vorstufenspannung überlagerte Wechselspannung um etwa 87%.

Es kommt nun auf den Einzelfall an, wie man diesen Gewinn verwendet. Bei Kleinstempfängern wird man eine Volumenverminderung anstreben; bei Geräten, die hinreichend Raum für eine entsprechende Siebung zur Verfügung haben, wird man den Kondensator groß machen und eine verlängerte Lebensdauer der Batterie erzielen. In beiden Fällen ist der ökonomische Nutzen nicht unerheblich.

Es sei noch bemerkt, daß mit dieser Schaltung auch bei netzbetriebenen Röhrengeräten ein entsprechender Gewinn bei der Siebung der Betriebsspannung der Vorstufen zu erreichen ist, doch spielt er dort keine so große Rolle wie beim Batterieempfänger.

Eine einfache Halbleiterdioden-Prüfeinrichtung

H. J. LOSSACK

Schaltungen für Halbleiterdioden-Meßgeräte sowie für einfache Prüfschaltungen wurden schon oft angegeben. Während aber z. B. bei den in [1] und [2] angegebenen Schaltungen Meßinstrumente bzw. Signallampen zur Anzeige verwendet werden, wird bei der hier beschriebenen Anordnung (nach [3]) ein Oszillograf benutzt. In Verbindung mit diesem Oszillografen kann man mit dem im folgenden beschriebenen Zusatzteil Halbleiterdioden, Widerstände, Schalter usw. prüfen.

Schaltung

Die gesamte Prüfschaltung besteht nach Bild 1 aus einer Wechselspannungsquelle, einem Widerstand und einem Oszillografen. Als Wechselspannungsquelle wurde ein Kleintransformator Typ G 1 des VEB Elektro-Feinmechanik Mittweida verwendet. Die Primärspannung beträgt 220 V, die Sekundärspannung 6 V. Als Widerstand genügt bereits ein 0,1-W-Typ. Als Oszillograf ist ein sicher in allen Reparaturwerkstätten vorhandener „Serviceoszillograf" vorgesehen.

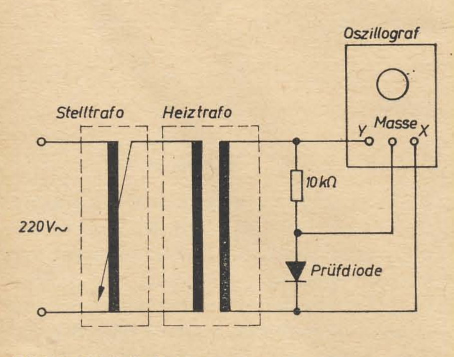


Bild 1: Prüfschaltung

Aufbau des Zusatzteiles

Die gesamte Schaltung des Zusatzteiles wurde in dem Alu-Gehäuse eines gepolten Relais untergebracht. Die Steckverbindungen sind so vorgesehen, daß der Zusatzteil direkt an den Oszillografen angesteckt werden kann (Bild 2).

Vorbereitung der Prüfung

Nachdem der Zusatzteil in den Oszillografen eingesetzt wurde, ist bei einer Prüfspannung von 6 V der Spannungsteiler des X-Verstärkers auf das Verhältnis 1 : 3 und der Spannungsteiler des Y-Verstärkers auf das Verhältnis 1 : 100 einzustellen. Der Kippteil ist abzuschalten. Nach dem Anschluß der Wechselspannung ist die Prüfeinrichtung funktionsfähig (Bild 3).

Prüfung von Halbleiterdioden

Gute Halbleiterdioden zeigen das Bild idealer Halbleiterdioden, d. h. ein Oszillogramm nach Bild 4. Besitzt die Halbleiterdiode schlechte Durchlaßeigenschaften, so erhält man ein Oszillogramm nach Bild 5, für eine Halbleiterdiode mit schlechten Sperreigenschaften ein Oszillogramm nach Bild 6.

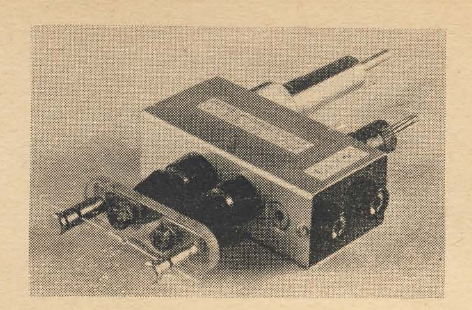


Bild 2: Oszillografenzusatzteil

Die Prüfung einer guten Zenerdiode ergibt ein Oszillogramm nach Bild 4, wobei bei den Typen bis zu 8 V Zenerspannung der Anstieg des Sperrstromes (Zenerknick) beobachtet werden kann. Wird die Meßspannung regelbar ausgeführt, z. B. durch Vorschalten eines Stelltrafos, so können mit dieser Anordnung auch Tunneldioden geprüft werden. Hierbei ist allerdings der Spannungsteiler des X-Verstärkers auf ein Verhältnis 1 : 1 und der des Y-Verstärkers auf ein Verhältnis 1 : 10 einzustellen. Beim Prüfen von Tunneldioden ist zu beachten, daß die Spannung von 0 V an erhöht und die Kennlinie nur bis zum doppelten Höckerstrom ausgesteuert wird. Werden Fotodioden geprüft, so ist zu berücksichtigen, daß bei diesen die Anode, bei allen anderen Halbleiterdioden aber die Katode gekennzeichnet ist.

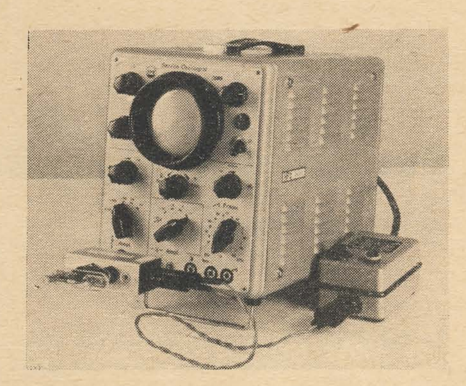


Bild 3: Serviceoszillograf mit Zusatzteil

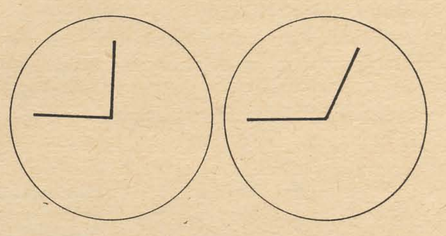


Bild 4: (Links) Prinzipielles Oszillogramm einer guten Halbleiterdiode
Bild 5: Prinzipielles Oszillogramm einer Halbleiterdiode mit schlechten Durchlaßeigenschaften

Prüfung von Widerständen, Sicherungen, Schaltern usw.

Schaltet man die Meßklemmen kurz, was einem Widerstand gleich Null entspricht, so wird auf dem Oszillografen eine senkrechte Gerade angezeigt. Bei Leerlauf der Meßklemmen (Widerstand gleich Unendlich) erhält man eine waagerechte Gerade.

Schaltet man nun einen ohmschen Widerstand an die Meßklemmen, so wird die Gerade eine Zwischenstellung zwischen diesen Grenzfällen einnehmen. Aus der Neigung der Geraden kann dann auf den Widerstandswert geschlossen werden.

So lassen sich z. B. auch Sicherungen, Schalter und Leitungen prüfen, kurz alle Dinge, die sich mit einem Durchgangsprüfer prüfen lassen.

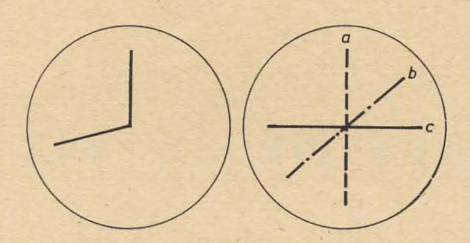


Bild 6: (Links) Prinzipielles Oszillogramm einer Halbleiterdiode mit schlechten Sperreigenschaften
Bild 7: Prinzipielles Oszillogramm der Widerstandsprüfung. a: R = 0, b: R ≠ 0, c: R = ∞

Literatur

[1] Bottke, E.: Ein einfaches Diodenprüfgerät. radio und fernsehen 7 (1958) H. 22 S. 666—668

[2] Alex, W.: Einfacher Diodenprüfer. Funkschau 35 (1963) H. 16 S. 442

[3] Kreibisch, H.: Die Prüfung von Dioden und Transistoren mit einem Oszillografen. Radioschau 12 (1962) H. 3 S. 104—105

Fachbücher

P. Mikolajczyk, B. Paszkowski

electronic universal

VADE-MECUM

2., ergänzte Auflage

Pergamon-Press und Wydawnictwa Naukowo-Techniczne Warschau, 1964

Band 1: Empfängerröhren, 695 Seiten

Band 2: Halbleiter und Spezialröhren, 818 Seiten

Lederin, beide Bände 131,85 MDN

Dieses imposante Röhren- und Halbleiter-Nachschlagewerk, das durch seine erste Auflage teilweise auch in der DDR bekannt sein dürfte, ist nun in zweiter, verbesserter und ergänzter Auflage als zweibändiges Werk erschienen. Im ersten Band sind die Empfängerröhren und im zweiten Band die Spezialröhren sowie die Halbleiterbauelemente zusammengefaßt. Der erste Band ist in 442 Gruppen unterteilt, wobei jeweils eine Gruppe Röhren mit gleichem Elektrodenaufbau, gleicher Verwendung und ähnlichen Daten enthält. Im zweiten Band sind 580 Gruppen für Senderöhren, Magnetfeldröhren, Kernstrahlungsdetektoren und Halbleiterbauelemente enthalten. In den meisten Fällen sind noch für jede Röhre bzw. jedes Halbleiterbauelement der einzelnen Gruppen die Äquivalenztypen angegeben.

Als besonders vorteilhaft wird die Angabe einer relativ großen Zahl von Kennlinien für jeweils verschiedene Betriebszustände und -werte empfunden. Diese Kennlinien sind für die jeweilige Gruppe typisch. Weiterhin werden für die modernsten Bauelemente grundsätzliche Betriebsschaltungen gezeigt.

Um die zeitliche Bedeutung der einzelnen Typen zu erkennen, sind die Typenbezeichnungen in verschiedenen Schriftarten gedruckt: gebräuchliche Typen, die aber noch allgemein verwendet werden, in gewöhnlicher Schrift, die modernen Typen in fetter Schrift und alte Typen, die nicht mehr hergestellt werden, in Kursivschrift (schräger Schrift).

Das Auffinden der einzelnen Typen ist anhand eines speziellen und ausführlichen Sachregisters ohne Schwierigkeiten möglich.

Die Parameterbezeichnungen bzw. die Indizes weichen zwar in einzelnen Fällen von unseren Bezeichnungen ab, doch dürfte dies kaum als störend empfunden werden, da die entsprechenden Erklärungen in deutscher Sprache vorhanden sind. Außerdem sind die Erklärungen der Symbolbedeutungen noch in polnischer, russischer, englischer, französischer, spanischer und italienischer Sprache gegeben.

Ein Hinweis wäre allerdings noch angebracht, und zwar in bezug auf den Verstärkungsfaktor bzw. auf die Spannungsverstärkung. Beide Parameter werden einheitlich mit μ bezeichnet. Bei der Triode sind dadurch beide Zahlenwerte mit dem gleichen Formelzeichen angegeben. Es muß allerdings sehr betont werden, daß dieser kleine Mangel in keinem Verhältnis zu dem wirklichen Wert dieses Nachschlagewerkes steht und daß es allen Interessenten ausdrücklich empfohlen werden kann.

Orlik

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 11 (1964)

- **Die Dünnfilmtechnik, ein Weg zur Realisierung elektronischer Mikrosysteme**

Materialien und Verfahren der Dünnfilmtechnik werden beschrieben. Einleitend wird die Stellung der Dünnfilmtechnik innerhalb der Mikroelektronik durch eine Kurzbeschreibung anderer Wege zur Realisierung elektronischer Mikrosysteme angegeben. Auf die Berechnungsmethoden für Systeme mit verteilten Parametern, die durch die Verfahren der Mikroelektronik ermöglicht werden, wird eingegangen.

- **Piezoelektrische und magnetostriktive Wandler in elektrischen Bauelementen**

- **Einige Ergebnisse auf dem Gebiet der Optoelektronik**

- **Eine Methode zur elektrischen Modellierung von Funktionen mit n unabhängigen Variablen**

- **Untersuchungen zur Korrelationsabstandsmodulation**

Es wird ein Modulationsverfahren beschrieben, bei dem Rauschen als Träger und der Autokorrelator als Detektor benutzt wird. Informationsparameter ist die Laufzeitdifferenz zweier Rauschsignale. Der Zusammenhang zwischen Integrationszeit, Bandbreite und Zeichenfrequenz wird berechnet. Die theoretischen Betrachtungen werden ergänzt durch Versuche.

- **Die Brückenschaltung nach Wheatstone und deren optimale Bemessung**

Der Beitrag enthält einige grundsätzliche Betrachtungen über die Wheatstone-Brücke. Es wird gezeigt, wie die Brücke zu dimensionieren ist, damit optimale Empfindlichkeit erreicht wird, und welche Einflüsse der Innenwiderstand des Batteriekreises und der Galvanometerwiderstand in diesem Zusammenhang nehmen.

- **Der Rückmischteiler — Verhalten bei breitbandigem Betrieb, Dimensionierung und Abgleich**

Eine Rückmischteilerschaltung mit Röhren, deren Mischerstufe in additiver Schaltung arbeitet, wird beschrieben. Hinweise für Entwicklung und Abgleich, unter Berücksichtigung des breitbandigen Betriebes, werden angegeben. Erfahrungen mit der Schaltung werden mitgeteilt.

- **Ein spaltloser Wiedergabekopf der dynamischen Magnetspeichertechnik mit linearisiertem Frequenzgang**

Aus der Analyse der Spaltverlustformel für Wiedergabeköpfe mit Ringkern wird ein einfacher spaltfreier Wiedergabekopf entwickelt, der mit einer wellenlängenabhängigen Abtastweite arbeitet. Im Gegensatz zu den Spaltverlusten bei Ringkernköpfen entstehen dabei keine Nullstellen im Wiedergabespannungs-Frequenzgang.

- **Filterkatalog Blatt 8**

Bericht von der

LEIPZIGER HERBSTMESSE 1964

FERNSEHEN

● Die Fernsehgerätewerke der DDR, der VEB RAFENA WERKE RADEBERG und der VEB FERNSEHGERÄTEWERKE STASSFURT zeigten auch zur diesjährigen Leipziger Herbstmesse ihre bewährten Standardreihen, die bereits zur Frühjahrsmesse der Öffentlichkeit vorgestellt wurden [siehe radio und fernsehen 13 (1964) H. 8 S. 228]. Diese Geräte sind auch schon zum großen Teil im Handel erhältlich.

Neuartig war dagegen die Ausstellung von Prototypen beider Werke, die erstmalig dem Publikum vorgestellt wurden.
Die Prototypen zeichneten sich vorwiegend durch neuartige Gehäusegestaltungen aus, während bei den Schaltungen auf bewährte Grundkonzeptionen zurückgegriffen wurde. Selbstverständlich wurden hierbei jedoch teilweise moderne Bauelemente, wie die Röhren PL 500, EF 183, ECL 86, verwendet.
Charakteristisch für die neue Linie ist die asymmetrische Anordnung einer Linienskala für VHF- und UHF-Abstimmung, die bei den Geräten vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt zusätzlich beleuchtet ist (Ilona 103, Donja 202, Donja 101, Sibylle 104), während sich der Prototyp des VEB Rafena Werke Radeberg durch eine Ausführung mit gewölbter Schutzscheibe oder einer implosionsgeschützten Bildröhre auszeichnet (Stadion 8).
Es muß jedoch darauf hingewiesen werden, daß es sich bei den Prototypen nur um Testmodelle handelt, mit deren baldiger Produktionsaufnahme vorläufig nicht zu rechnen ist.

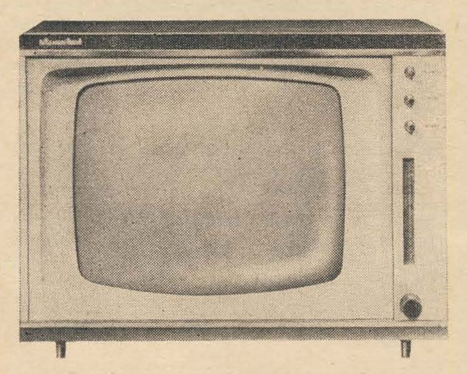
● Von der SOWJETUNION wurden die schon bei vorhergehenden Messen gezeigten TV-Empfänger Signal und Belaruss-110 ausgestellt. Sie sollen jedoch gegenüber den Vorgängern konstruktive Verbesserungen besitzen. Welcher Art nun diese Verbesserungen sind, konnte vom Standpersonal leider nicht erfahren werden.

● Die Tendenz zur Standardisierung zeigte sich auch bei den Exponaten der VOLKSREPUBLIK POLEN, wobei mit dem TV-Empfänger „Nefryt" nun der dritte Empfängertyp einer Reihe vorgestellt wurde. Hierzu gehören die bereits bekannten TV-Empfänger „Opal" und „Koral". Der Empfänger „Nefryt" hat die Bildabmessungen 370 × 475 mm und unterscheidet sich auch sonst lediglich in der äußeren Gestaltung und in den äußeren Abmessungen von den Paralleltypen [radio und fernsehen 13 (1964) H. 8 S. 229 und 12 (1963) H. 8 S. 230].

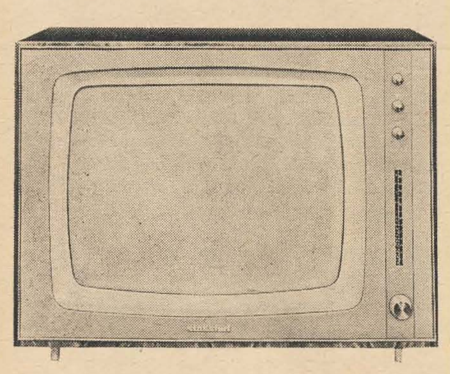
● Die französische Firma CFT (Compagnie Française de Télévision) nutzte in Leipzig die Gelegenheit, um neben der Vorstellung ihrer Farbfernsehempfänger auch das französische SECAM-System, also die französische Variante des für Europa zu wählenden Farbfernsehsystems, zu demonstrieren.

Das vorgeführte Farbfernsehprogramm wurde einer magnetischen Aufzeichnung entnommen. Die endgültige Entscheidung über das zu ver-

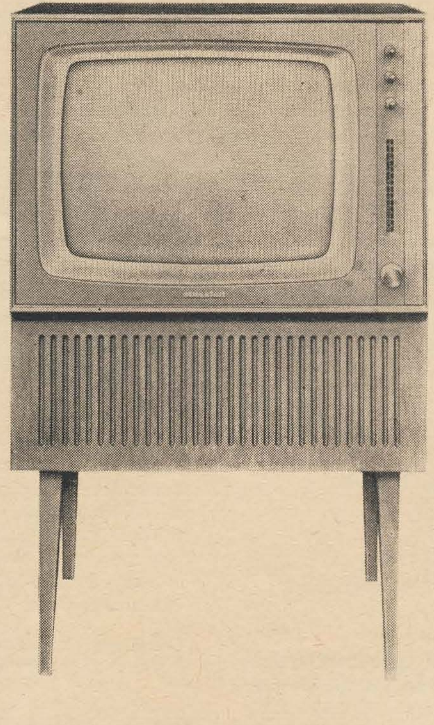
DIE VORGESTELLTEN PROTOTYPEN



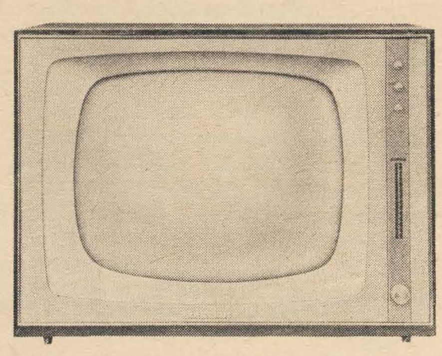
„Donja 101", VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



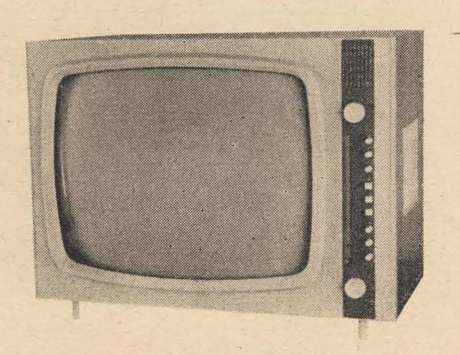
„Donja 202", VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



„Ilona 103", VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

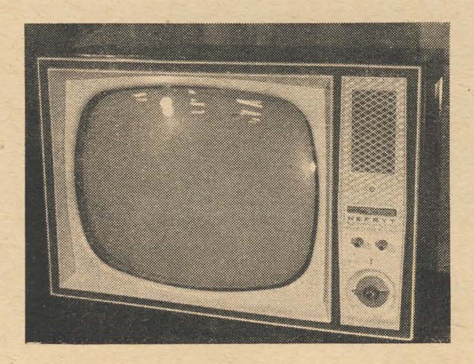


„Sibylle 104", VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

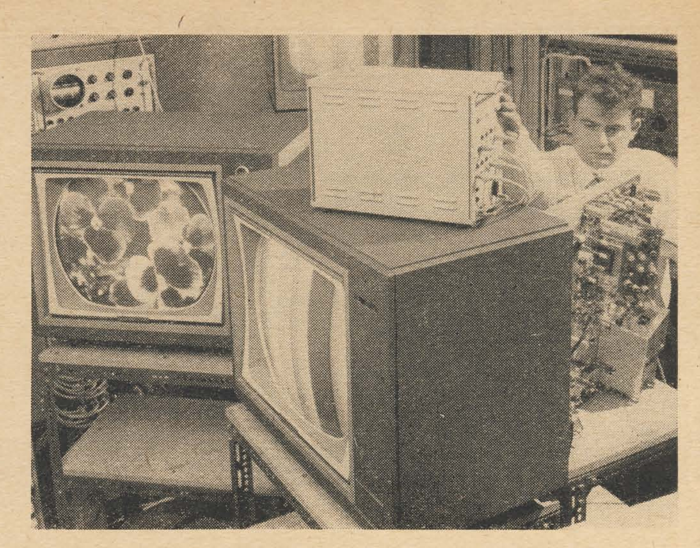


„Stadion 8", VEB Rafena Werke Radeberg

wendende System fällt voraussichtlich im März 1965 in Wien. Zu einem späteren Zeitpunkt erfolgt eine entsprechende Beschreibung des SECAM-Systems in radio und fernsehen.



„Nefryt", Volksrepublik Polen



SECAM-Farbfernsehempfänger im Laboratorium, CFT

RADIO

● Ein neues Koffergerät aus der R 110-Serie mit drei Wellenbereichen (K, M, L) stellte der VEB STERN-RADIO BERLIN mit Stern 111 vor. Es handelt sich um einen 7-Kreis-Super, der mit den Transistoren GF 122, 2× GF 121, GC 100, GC 116, 2-GC 121 bestückt ist und eine Ausgangsleistung von 400 mW hat. Er ist mit einer eingebauten Ferritantenne ausgestattet und besitzt Anschlußmöglichkeiten für Autoantenne, Tonabnehmer, Tonbandgerät, Ohrhörer oder zweiten Lautsprecher. Seine Empfindlichkeit wird wie folgt angegeben:

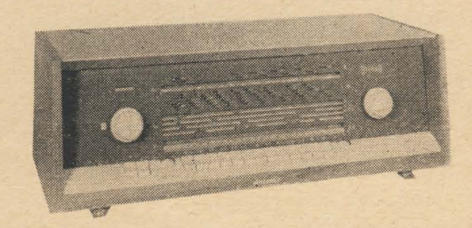
$$M \leq 300\,\mu V/m$$
$$K \leq 200\,\mu V/m$$
$$L \leq 650\,\mu V/m$$

Die im Gerät vorhandene Batteriekammer zur Aufnahme von zwei 4,5-V-Flachbatterien ist mit dem Netzteil H 100 für 220 V, das in alle Geräte der R 110-Serie eingesetzt werden kann, auswechselbar.

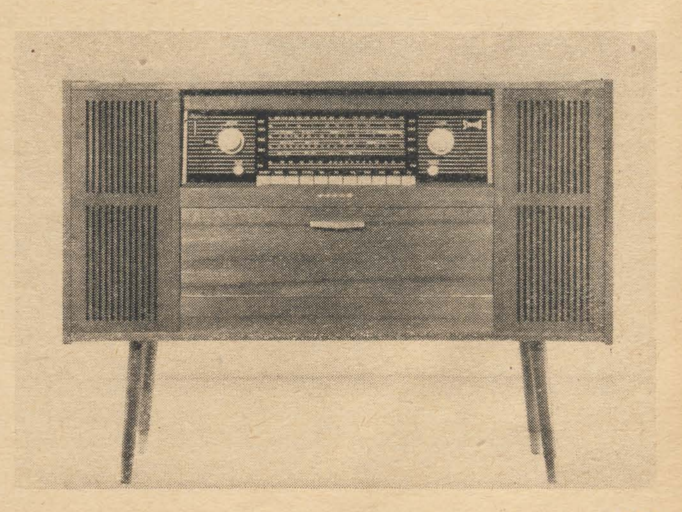
● Die Stereoanlage Antonio des VEB (K) GOLDPFEIL, Hartmannsdorf, die aus dem Steuergerät (siehe Bild) und zwei getrennten hochwertigen Lautsprecherboxen besteht, ist jetzt auch mit Decoder zum Empfang von HF-Stereofonie ausgerüstet. Ausgangsleistung 2× 4 W. Ein Teil der Großsuper von Goldpfeil wird jetzt mit der vom Werk entwickelten Nachhalleinrichtung siehe radio und fernsehen 12 (1963) H. 8 S. 231 geliefert.

● Ein breites Sortiment an Musiktruhen und -schränken zeigten die Tonmöbelfabriken PETER (Plauen) und KRECHLOK (Luckenwalde). Im nebenstehenden Bild stellen wir die neue Caterina-Variante 103 VO von der Firma PETER vor. Sie enthält den Rema 2003 Stereo (entweder bis 100 MHz oder bis 108 MHz lieferbar) und wird je nach Wunsch mit Einfachplattenspieler oder Plattenwechsler ausgestattet.

● Auf dem Stand der SOWJETUNION im Städtischen Kaufhaus fanden neben den bekannten klassischen Stereo- und Mono-Röhrenempfängern besonders die Transistorempfänger Aufmerksamkeit. Sie gefielen im Gegensatz zu manchen erst genannten Geräten durch die modernen Gehäuseformen. Der Transistorempfänger Kosmonaut besitzt neben seiner modernen Gehäuseform einen variablen Verwendungszweck. Er ist nicht nur als Heimempfänger konstruiert und geeignet, sondern in einer entsprechenden Tragetasche untergebracht auch als Campingempfänger. „Kosmonaut" ist mit 8 Transistoren und 2 Dioden bestückt und besitzt Empfangsmöglichkeiten für den Lang- und Mittelwellenbereich. Mit drei Batterien von je 1,5 V soll er 4 bis 6 Monate betrieben werden können. Welche Spielzeit und Ansteuerungsverhältnisse diesen Angaben zugrunde liegen, konnte nicht erfahren werden. Die Ausgangsleistung beträgt 200 mW. Mit den Abmessungen 224×168×68 mm weist „Kosmonaut" ein Gewicht von 1,7 kp auf.
Ebenso für den Empfang im Lang- und Mittelwellenbereich bestimmt ist der Transistortischempfänger Narotsch. Mit 8 Transistoren und 3 Dioden weist dieser Empfänger folgende Eigenschaften auf: Ausgangsnennleistung 300 mW und die Empfindlichkeiten 100 μV bei LW und 70 μV bei MW. Die Stromversorgung erfolgt aus einer 9-V-Batterie. Hierfür können fünf verschiedene Typen verwendet werden. Durch den eingebauten Netzteil ist auch Netzbetrieb möglich. An der Rückseite des Empfängers besteht Anschlußmöglichkeit für einen Tonabnehmer. Das Gerät hat die Abmessungen 310×175×170 mm und wiegt 4 kp.
Als tropenfest wird der Transistorcampingempfänger Banga bezeichnet. Dieser Empfänger ist für den Empfang im Mittel- und in zwei Kurzwellenbereichen (16—19 m und 25—50 m) geeignet. Für den MW-Bereich wird die Empfindlichkeit mit 800 μV/m und für den KW-Bereich mit 100 μV/m angegeben. Bestückt ist „Banga" mit zehn Transistoren und zwei Dioden. Er besitzt weiterhin eine eingebaute Ferritstabantenne und eine ausziehbare Teleskopantenne. Anschlußmöglichkeiten für eine Außenantenne und einen Kleinhörer sind vorgesehen. Die Ausgangsleistung beträgt 150 mW, die Stromversor-

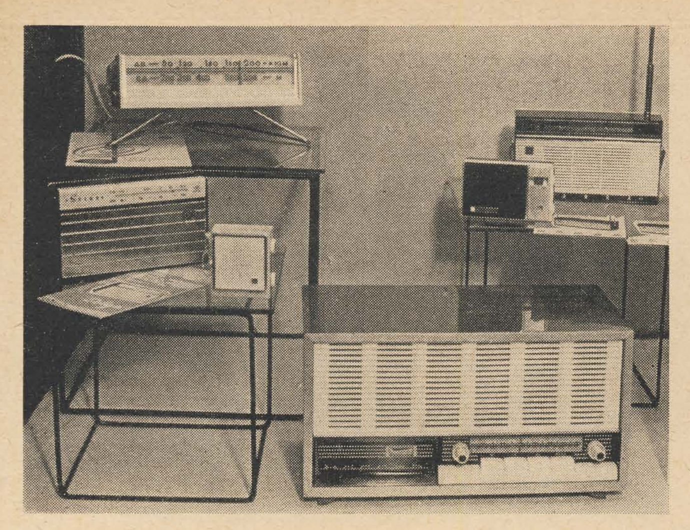


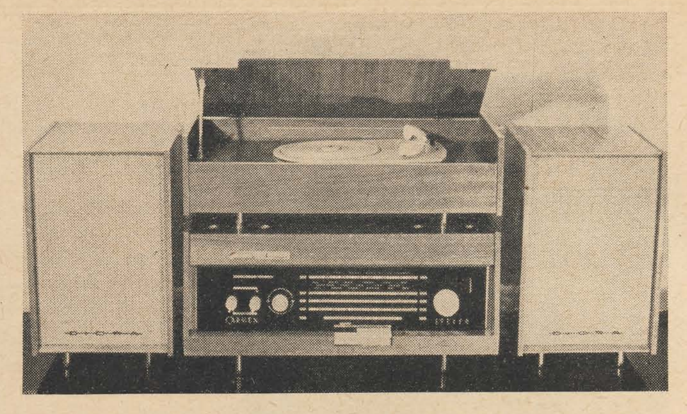
Steuergerät der Stereoanlage „Antonio", VEB (K) Goldpfeil



Musiktruhe „Caterina 103 VO", Fa. Peter

Koffergerät „Stern 111", VEB Stern-Radio Berlin





Stereoanlage „Carmen", Volksrepublik Polen

◄ Transistorempfänger „Kosmonaut" (links oben), „Selga" (Mitte links), „Kosmos" (links unten), „Banga" (rechts oben), „Jupiter" (rechts Mitte), „Narotsch" (rechts unten), UdSSR

gung erfüllen sechs Monozellen. Die Abmessungen in mm betragen $190 \times 111 \times 52$ bei einem Gewicht von 0,8 kp.

Ein weiterer Transistorkleinempfänger für den Lang- und Mittelwellenbereich ist das Gerät Selga, das mit sieben Transistoren und einer Diode bestückt ist und eine Ausgangsleistung von 100 mW besitzt. Das Gerät weist eine eingebaute Ferritstabantenne und Anschlüsse für Kopfhörer und Außenantenne auf. Die Empfindlichkeit bei LW soll $\leqq$ 2,5 mV/m und die bei MW $\leqq$ 1,2 mV/m betragen. Die Selektivität (bei $\pm$ 10 kHz) wird mit kleiner als 20 dB angegeben. Bei einem Gewicht von 0,6 kp betragen die Abmessungen in mm: $170 \times 99 \times 40$.

Das Gerät Jupiter ist ein Transistortaschenempfänger mit den Abmessungen in mm: $113{,}4 \times 70{,}4 \times 31{,}5$. Es ist für den Betrieb im LW- und MW-Bereich vorgesehen und weist eine Ausgangsleistung von 60 mW auf. Die Empfindlichkeit im LW-Bereich beträgt 1,5 mV/m und im MW-Bereich 1,0 mV/m. Als Selektivität (bei $\pm$ 10 kHz) werden im LW-Bereich 20 dB und im MW-Bereich 16 dB angegeben. „Jupiter" wiegt 0,32 kp.

Die Reihe der sowjetischen Transistorempfänger wird durch das kleinste Gerät Kosmos abgeschlossen. Dieses Gerät ist mit sieben Transistoren und einer Diode als Fünfkreissuper für den Betrieb im MW-Bereich vorgesehen und wird von zwei Monozellen von je 4,5 V betrieben. Die Ausgangsleistung beträgt 0,1 W bei einem Frequenzverlauf von 300 bis 3000 Hz. Mit den Abmessungen in mm: $70 \times 70 \times 32$ wiegt „Kosmos" 150 p. Die Vorderfront wird vollständig aus dem Lautsprechergitter gebildet. Die beiden Einstellknöpfe für Sender und Lautstärke befinden sich daher an einer der Geräteseiten.

● Die vom polnischen Außenhandelsunternehmen UNIVERSAL mit nach Leipzig gebrachten Rundfunkempfängertypen waren zum großen Teil von früheren Messen her bekannt. Auffallend ist immer wieder die Tendenz zu massiven Blenden und Bedienungsknöpfen.

Eine neue Kombination von Stereoempfänger, Lautsprecherboxen und Plattenspieler war der Typ Carmen-stereo. Seine Ausgangsleistung: 2×3 W.

ELEKTROAKUSTIK

Auf dem Gebiet der Elektroakustik beschränkte sich das Angebot vorwiegend auf Weiterentwicklungen. Neuheiten wurden kaum gezeigt.

● Der VEB FUNKWERK ZITTAU stellte zwei neue Plattenspielerkombinationen aus, bei denen die von der Frühjahrsmesse 1964 her bekannten Plattenspielerchassis P 13/P 14 verwendet wurden.

Der Fonokoffer Ziphona P 14-66 KW mit Wiedergabeteil „stereo" stellt eine komplette Heim-Stereoanlage dar. Mit ihr können sämtliche Mikrorillen- und Stereoplatten mit 45, $33^1/_3$ und $16^2/_3$ Umdrehungen unabhängig vom Rundfunkgerät abgespielt werden. Der Fonokoffer ist mit dem Fonochassis P 14-66 ausgerüstet, welches folgende technische Parameter aufweist:

Frequenzgang:	40 ··· 12000 Hz
Tonhöhenschwankung:	< 0,3%
Fremdspannungsabstand:	> 50 dB
Störspannungsabstand:	> 39 dB

Der Fonokoffer ist mit einem Röhrenverstärker mit einer Sprechleistung von > 1,8 W bei einem Klirrfaktor < 10% ausgerüstet. Röhrenbestückung: $2 \times$ EL 95, $2 \times$ ECC 83

Die Leistungsaufnahme der gesamten Anlage beträgt etwa 53 VA.

Das Gerät kann an Spannungen von 110, 127 und 220 V angeschlossen werden. Die Umschaltung erfolgt mit einem Umschalter unter dem Plattenteller des Fonogerätes.

Im Kofferdeckel sind zwei Lautsprecherboxen untergebracht. Diese sind vor Inbetriebnahme des Gerätes herauszunehmen und entsprechend in einem Abstand von mindestens 1,5 m aufzustellen und gewährleisten bei richtiger Abstimmung einen räumlichen Klangeindruck.

Das Gerät besitzt weiter einen getrennten Baßausgang zum Anschluß eines Rundfunkgerätes, um dadurch die Wiedergabe der tiefen Frequenzen zu verbessern.

Die Bedienung des Chassis erfolgt mit dem Drehknopf auf dem Chassis, welcher die Funktionen, Drehzahlwahl, Einschalter und mechanische Absenkeinrichtung vereinigt. Das Chassis ist federnd aufgehangen.



Fonokoffer „Ziphona" P 14-66 KW mit Wiedergabeteil „stereo", VEB Funkwerk Zittau

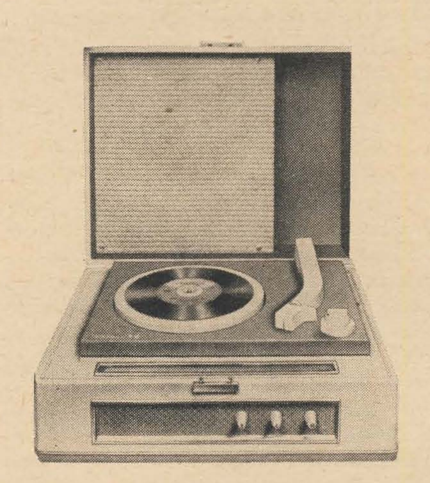
Der Fonokoffer Ziphona P 13-69 KW mit Wiedergabeteil „mono" ist eine komplette Wiedergabeanlage für monaurale Schallplattenwiedergabe. Mit dieser Anlage können sämtliche Normal- und Mikrorillenplatten mit den Umdrehungen 78, 45, $33^1/_3$ unabhängig vom Rundfunkgerät abgespielt werden.

Der Koffer ist mit dem Fonogerät P 13-69 ausgerüstet und mit einem umschaltbaren Kristallsystem bestückt.

Das Gerät erreicht einen Frequenzgang von 30 ··· 15000 Hz.

Die übrigen technischen Daten entsprechen etwa denen des Fonokoffers P 14-66 KW.

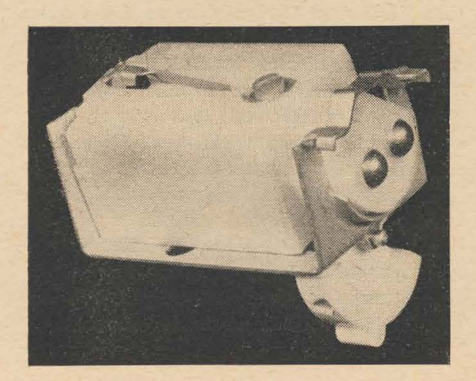
Der Wiedergabeverstärker des Fonokoffers ist als Röhrenverstärker aufgebaut und mit Röhren EL 95 und ECC 83 bestückt.
Die gesamte Leistungsaufnahme des Koffers beträgt etwa 42 VA.
Im Kofferdeckel ist der Lautsprecher mit einer Leistung von 2 VA untergebracht.



Fonokoffer „Ziphona" P 13-69 KW mit Wiedergabeteil „mono", VEB Funkwerk Zittau

● Eine Produktion des VEB ELEKTROGERÄTEBAU LEIPZIG ist das weiterentwickelte Kristall-Mono-Schallplattenabtastsystem KSMU 0263.
Das KSMU 0263 ist ein umschaltbares System zur Wiedergabe von Mikrorillenschallplatten M 33 und M 45 und Monoschallplatten mit Normalrillen für 78 U/min.
Das wahlweise Abtasten von Mikrorillen- oder Normalrillen-Schallplatten wird nach Betätigen eines Umschalthebels ermöglicht.
Das KSMU 0263 ist vorzugsweise verwendbar in den Tragarmen TA 3 und TA 6 des VEB Funkwerk Zittau, mit denen in der DDR gefertigte Schallplattenabspielgeräte u. a. ausgestattet sind. Das KSMU 0263 ist in den genannten Tragarmen unter Zwischenschaltung eines vom VEB Funkwerk Zittau hergestellten ansteckbaren Adapters austauschbar gegen das monofone Mikrorillen-Kristallabtastsystem KSM 0161 sowie gegen die Kristall-Stereoabtastsysteme KSS 0162 und KSS 0163 des VEB Elektrogerätewerk Leipzig.
Das hervorstechende Merkmal dieses Systems ist sein ausgedehnter Übertragungsbereich. Er verläuft zwischen 30 Hz und 15000 Hz in einem Toleranzkanal von 10 dB Breite.

● Der Studio-Magnetkopfsatz W 1 V 7, A 1 V 5, L 1 V 16, eine Neuentwicklung des FEE LEIPZIG, besteht aus Aufzeichnungs-, Wiedergabe- und Löschkopf für Vollspur auf 6,25-mm-(1/4 Zoll-)Magnetband. Die Abschirmung der Köpfe gewährleistet eine geringe Fremdfeldempfindlichkeit. Besonderer Wert wurde auf eine möglichst geringe Welligkeit der Wiedergabespannung bei tiefen Frequenzen gelegt.



Kristall-Mono-Schallplattenabtastsystem KSMU 0263, VEB Elektrogerätebau Leipzig

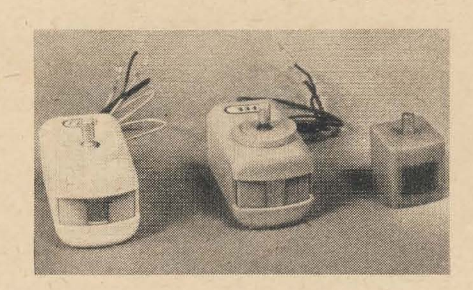
Technische Daten

Magnetkopf für Aufzeichnung A 1 V 5

Induktivität:	7 mH
Aufzeichnungsfaktor: f_z = 1 kHz, v = 38 cm/s, CR-Band	1,57 pVs/μA
opt. Vormagnetisierungsstrom: f_v = 80 kHz, f_z = 1 kHz, v = 38 cm/s, CR-Band	7 mA

Magnetkopf für Wiedergabe W 1 V 7

Induktivität:	75 mH
Wiedergabefaktor: f = 1 kHz, v = 38 cm/s	1,52 μV/pVs



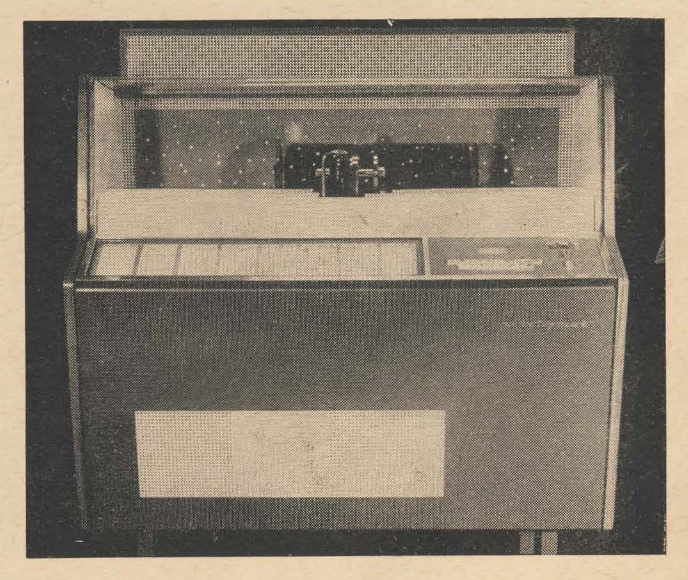
Studio-Magnetkopf-Satz W 1 V 7, A 1 V 5, L 1 V 16, Magnetkopf-Laboratorium der FEE Leipzig

Magnetkopf für Löschung L 1 V 16

Induktivität:	1,7 mH
Löschdämpfung: f_1 = 80 kHz, v = 38 cm/s, CR-Band	> 70 dB
Löschstrom:	80 mA

● Ständig umlagert war u. a. die Musikbox polyhymat, ein Erzeugnis des VEB FUNKWERK ERFURT (siehe Bild). Nähere technische Einzelheiten waren jedoch nicht rechtzeitig zu erfahren.

Musikbox „polyhymat", VEB Funkwerk Erfurt

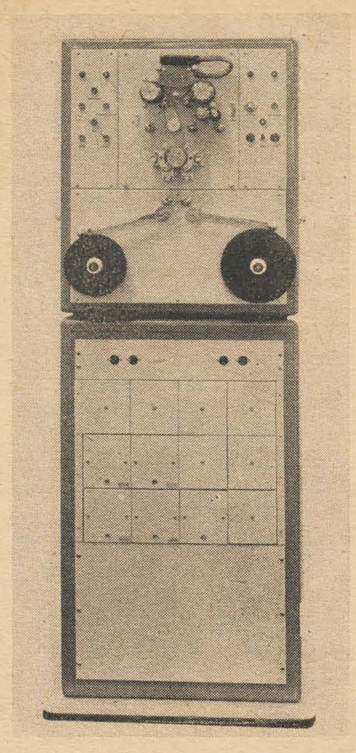


● Das Magnetfilmgerät MF 17-35 wurde von der PGH ELEKTRO-AKUSTIK LEIPZIG entwickelt und dient zur bildsynchronen Tonaufzeichnung und Tonüberspielung auf perforierten Magnettonfilm sowie zur Wiedergabe und Löschung derartiger Aufnahmen. Der Grund für die Anwendung der Perforation ist die Forderung nach Synchronisation.
Das Magnetfilmgerät MF 17-35 wird in der Grundausrüstung entweder für 17,5-mm- oder 35-mm-Magnettonfilm geliefert. Durch Umrüsten der Führungsrollen sowie Austausch der Filmtransportrolle ist dieses Gerät für beide Filmbreiten einsetzbar.
Außer netzsynchronen Antrieb kann auf Betriebsart „Synchrovis" umgeschaltet werden. Der synchrone Antrieb bei Duplex-Betrieb erfolgt über eine mechanische Kupplung.
Das Magnetfilmgerät MF 17-35 besteht aus dem Laufwerk und dem Verstärkergestell. Die Zusammenschaltung erfolgt über Steckverbindungen.

Technische Daten

Filmgeschwindigkeit	
bei 24 B/s:	45,6 cm/s
bei 25 B/s:	47,5 cm/s
Tonhöhenschwankung linear 1 ··· 480 Hz gemessen mit MM 5:	< 1,5‰
Fremdspannungsabstand:	> 54 dB
Frequenzgang:	30 Hz ··· 18 kHz ± 1,5 dB
Nichtlineare Verzerrungen:	(bei 6 dB, f = 1 kHz) $d_2 \leq 0{,}5\,\%$ $d_3 \leq 3\,\%$
Hochlaufzeit:	< 5 s

Ebenfalls ein Erzeugnis dieser PGH ist das Tonbandlaufwerk TB 63. TB 63 ist ein Gerät das hochwertige Studioaufnahmen gestattet. Das Dreimotorenlaufwerk ist für eine Geschwindigkeit von 38,1 cm/s eingerichtet.
Als Aufnahme- und Wiedergabeentzerrer werden zwei 1/4-Kassetten des VEB Studiotechnik Berlin (AE 60, WE 60) verwendet. Der Einschubrahmen ER 60 nimmt diese beiden Geräte sowie den Gleichrichter GM 60 auf. Das Laufwerk TB 63 wurde insbesondere für Tonstudios, Theater, wissenschaftliche Insti-



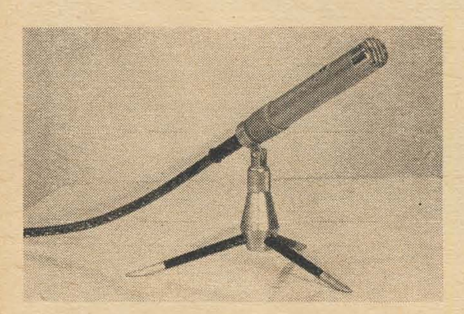
Magnetfilmgerät MF 17-35, PGH Elektro-Akustik Leipzig

tute, Hochschulen, Musikschulen sowie Betriebsfunkanlagen konstruiert.

Technische Daten

max. Bandlänge:	1000 m auf flanschlosen Kernen (Bandsorte CR, Orwo Wolfen)
Bandlauf:	Anlaufzeit < 0,3 s
	Stoppzeit < 0,3 s
	Umspulzeit bei 1000 m < 3,0 min
Bandgeschwindigkeit:	38,1 cm/s
Tonhöhenschwankung im Bereich 1 ··· 480 Hz:	$\leqq$ 0,3%
Frequenzgang:	30 ··· 60 Hz ± 1,5 dB
	60 ··· 10000 Hz ± 1,0 dB
	10000 ··· 15000 Hz ± 1,5 dB
Klirrfaktor über Band bei Vollaussteuerung (6 dB):	$d_2 \leqq 1\%$, $d_3 \leqq 2\%$
Fremdspannungsabstand:	$\geqq$ 54 dB

● Verbesserungen zeigte auch der Plattenspieler Solo der Firma KURT EHRLICH. Die Ausgangsleistung des Fonokoffers „Solo" wurde von 0,75 auf 2 W erhöht. Weitere Verbesserungen erfuhren die Regelbereiche der Tiefen- und Höhenregelung.



Tischständer TS 64 mit Mikrofonhalter MH 64 und Mikrofon M 582 mit Kapsel M 58, Fa. Georg Neumann & Co.

● Von der Firma GEORG NEUMANN & CO. wurde ein neuentwickeltes Mikrofonstativ TS 64 ausgestellt, das nach allen Seiten dreh- und schwenkbar ist und isoliert verschraubt werden kann.

● Der 25-W-Mischpultverstärker KR 60 der Firma GERHARD REISSMANN dient zusammen mit Lautsprecher und Mikrofon zur Übertragung von elektroakustischen Darbietungen. Die gesamte Anlage gestattet die Wiedergabe von Tonbändern und Schallplatten sowie Mikrofondarbietungen mit Misch- und Überblendungsmöglichkeiten. Sie ist transportabel und in zwei mit Kunstleder bezogenen Holzkoffern untergebracht. Der Verstärker liefert sämtliche Speisespannungen für das Kondensatormikrofon.



25-W-Mischpultverstärker KR 60, Fa. Gerhard Reißmann

Technische Daten

Röhrenbestückung:	3× ECC 83
	2× EL 34
	1× EYY 13
Eingänge:	4 Eingänge, getrennt regelbar, > 100 kΩ
Ausgänge:	für Lautsprecher 500 Ω erdfrei, 20 Ω und 6 Ω einseitig geerdet, für Zusatzverstärker etwa 500 kΩ
Leistung:	25 W, Klirrfaktor nach DIN 45566
Fremdspannungsabstand:	> 60 dB
Frequenzgang:	40 ··· 15000 Hz ± 20 dB (Stellung der Klangregler markiert)

● Neue elektroakustische Geräte des Auslands zeigte der Stand der VOLKSREPUBLIK POLEN. Die Schallplattenanlage Stereo-260 Typ WG-260f arbeitet mit zwei Tonsäulen bei einer Ausgangsleistung von je 4 VA. Die Anlage gestattet also auch eine Beschallung mittelgroßer Räume, ist natürlich auch für den Heimgebrauch sehr gut geeignet. Die Gesamtleistungsaufnahme beträgt 160 VA. Folgende Plattengeschwindigkeiten können eingestellt werden: 78, 45, 33¹/₃ U/min. Der Fonokoffer maestro G-410 gestattet dagegen in Monoausführung zusätzlich das Abspielen von Schallplatten mit einer Umdrehungszahl von 16²/₃ U/min. Dieses Gerät weist dagegen jedoch keine weiteren Besonderheiten auf.

● Robotron 100 heißt der neuentwickelte — vom VEB BÜROMASCHINENWERKE, Sömmerda ausgestellte — elektronische Rechenautomat, der für den Einsatz in Lochkartenstationen bestimmt ist. Diese Neuentwicklung, die zur Leipziger Herbstmesse 1964 erstmalig der interessierten Fachwelt vorgestellt wurde, ist ein programmgesteuerter, volltransistorisierter Digitalrechner mit Lochkartenein- und -ausgabe. Er hat die Aufgabe, die herkömmlichen, elektromechanischen Rechenlocher abzulösen und den Engpaß in der Rechenkapazität, der noch in vielen Rechenstationen bestand, zu beseitigen. Darüber hinaus ergibt sich durch die Anwendung des „Robotron 100" eine Verbesserung der organisationstechnischen Arbeitsmöglichkeiten, da er in der Lage ist, alle vier Grundrechnungsarten in kürzester Zeit auszuführen.

Die Anlage besteht aus der elektronischen Zentraleinheit, dem Lochkartenein- und -ausgabegerät sowie dem Bedienungspult mit elektrischer Schreibmaschine.

Als innerer Speicher dient ausschließlich eine im Rechner untergebrachte Magnettrommel. Auf ihren 940 Speicherplätzen werden Programme und Zahlen gespeichert. Die Magnettrommel hat 73 Spuren und dreht sich mit 6000 Umdrehungen je Minute.

„Robotron 100" ist eine Ein-Adreßmaschine. Der elektronische Rechenautomat verarbeitet alle Informationen in Serie und besitzt eine Wortlänge von 14 Dezimalstellen. Für die elektronischen Schaltungen wurden insgesamt etwa 3000 Transistoren und 6700 Dioden eingesetzt.

Die Rechengeschwindigkeit liegt im Mittel bei 140 Befehlen je Sekunde. Puffer ermöglichen die gleichzeitige Eingabe, Ausgabe und Bearbeitung von Daten. Das Lochkartenein- und ausgabegerät liest maximal 100 bzw. 2× 100 Karten und stanzt maximal 100 Karten je Minute. Der „Robotron 100" arbeitet im Gegensatz zu der bei Rechnern in Lochkartenanlagen oft gebräuchlichen Stecktafelprogrammierung mit einer inneren Programmsteuerung.

Der Rechenautomat „Robotron 100" fügt sich organisch in jede Lochkartenstation ein. Das gilt sowohl für sein Ein- und Ausgabemedium (die Lochkarte) ebenso wie für die Stromversorgung und die Klimaansprüche der Rechenanlage. Durch automatische Kontrollen ist der „Robotron 100" äußerst zuverlässig.

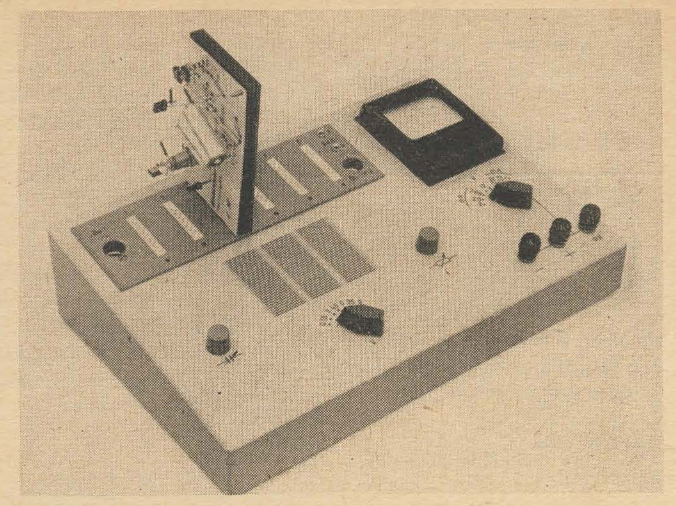
Er bildet eine wertvolle Ergänzung der übrigen Lochkartenmaschinen, weil er nicht nur die Funktion eines Rechenlochers erfüllt, sondern diesen in der Geschwindigkeit weit übertrifft und die Vorzüge der elektronischen Rechenautomaten für Lochkartenstationen nutzt.

Mit Hilfe des „Robotron 100" ist es u. a. möglich, Optimierungsaufgaben zu bearbeiten. Mit dieser Anlage lassen sich aber auch mathematisch-technische Probleme, wie Differentialgleichung, kritische Drehzahlen, die Tabellierung von Funktionen und lineare Gleichungssysteme lösen.

Die genannten Möglichkeiten verleihen dem Lochkartenrechner eine hohe Flexibilität, die mit einer neuen Qualität in der Organisations-



Robotron 100 — neuer elektronischer Lochkartenrechner des VEB Büromaschinenwerke Sömmerda



Lehr- und Experimentiergerät „Transpoly", VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky"

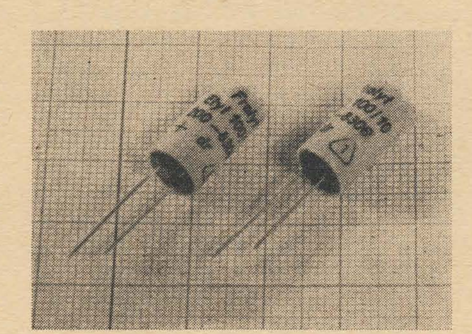
arbeit einen bedeutenden Schritt zu einer komplexen Datenverarbeitung ergibt.

Technische Daten

Adreßsystem:	Ein Adreß
Wortlänge:	14 Dezimalziffern
Zifferndarstellung:	direkte duale Verschlüsselung, 4 Bits je Ziffer
Zahlenverarbeitung:	serie-serie, Festkomma
Speicher:	Magnettrommel mit 6000 U/min
Speicherkapazität:	940 Worte
Wartezeit:	900 Speicherplätze mit 5 ms mittlere Wartezeit 40 Speicherplätze mit 1 ms mittlere Wartezeit
Schnellregister:	Register mit Kapazität von 3 Dezimalziffern, ohne Wartezeit
Zahlenlänge:	12 Dezimalziffern und Vorzeichen
Befehlslänge:	27 Bits, 2 Befehle je Wort
Wortzeit:	0,5 ms
Additions-Subtraktionszeit:	0,5 ms
Multiplikationszeit:	etwa 2 (n + 1) ms (n = Stellenzahl des Multiplikators)
Divisionszeit:	etwa 3 (m + 1) ms (m = Stellenzahl des Quotienten)
Ein- und Ausgabe:	Lochkarten-Ein-und-Ausgabe-Gerät, elektrische Schreibmaschine
Kartenbahnen:	Abfühlbahn, Stanzbahn
Lesegeschwindigkeit:	max. 6000 Karten je Stunde
Stanzgeschwindigkeit:	max. 6000 Karten je Stunde
Steuerung der Kartenbahnen:	durch Schalter und programmiert
Kapazität der Lesepuffer:	96 Ziffern
Kapazität der Stanzpuffer:	96 Ziffern
Geschwindigkeit der elektrischen Schreibmaschine:	12 Anschläge/s
Kontrollen:	Paritätsbit, Überlauf, vollständige Kontrolle des Lesens und Stanzens, Kontrolle der Taktgebung
Raumbedarf:	etwa 30 m²
Klimatische Bedingungen:	Normalklima nach TGL 9198

BAUELEMENTE

● Vom VEB KONDENSATORENWERK FREIBERG ist als Neuentwicklung der Niedervolt-Elektrolytkondensator für gedruckte Schaltungen mit einer besonders geringen Bauhöhe zu nennen, durch die eine weitgehende Miniaturisierung und flache Bauweise bei transistorisierten Kleingeräten ermöglicht wird. Der Temperaturbereich und die Klimafestigkeit dieses Kondensators wurden auf die Bedürfnisse derartiger Geräte abgestimmt. Eine Isolierung



Niedervolt-Elektrolytkondensatoren für gedruckte Schaltungen, VEB Kondensatorenwerk Freiberg

des Kondensatorengehäuses gegenüber Berührung mit benachbarten Bauelementen ist nicht erforderlich.

Es werden die Spannungsreihen: 3/4 V_
10/12 V_
15/18 V_
mit den Kapazitätswerten zwischen 5 und 200 μF geliefert.

Die Tantalkondensatorenreihe wurde wie folgt erweitert:
Kapazitäten bis 100 μF
Spannungsreihe bis 25/30 V.

● Die neue Selendiode D 16 des VEB GLEICHRICHTERWERK GROSSRÄSCHEN ist speziell für den Einsatz in der Phasenvergleichsschaltung des Zeilenablenkteiles in TV-Geräten gedacht.
Hier ihre technischen Daten:

max. Sperrspannung:	160 V_ bzw. 2 × 80 V_
Belastungsstrom:	0,25 mA
Innenwiderstand in der Durchlaßrichtung:	≦ 44 kΩ
Innenwiderstand in der Sperrichtung:	≧ 32 MΩ

Die Serie der Selenkleinstgleichrichter wurde um zwei neue Typen erweitert. Den Typ B 20/15 — 0,03, ein Ladegleichrichter für Ladekleinstgeräte, und den Typ E 120/45 — 0,015.

Elektrische Daten:

	Anschluß-spannung	Gleich-spannung	Nenn-strom
	V_{eff}	V_{mitt}	A
B 20/15 — 0,03	20	15	0,03
E 120/45 — 0,015	120	45	0,015

● Ein Lehr- und Experimentiergerät für den polytechnischen Unterricht in den Schulen war ein neues Exponat vom VEB WERK FÜR BAUELEMENTE DER NACHRICHTENTECHNIK „CARL VON OSSIETZKY", genannt Transpoly. Dieses Gerät soll dem Dozenten die Möglichkeit geben, die Grundlagen der Elektronik anhand einfacher Grundschaltungen experimentell zu erläutern. Durch Variieren der Widerstände und Kondensatoren ist er in der Lage, die Veränderungen bezüglich Frequenz, Arbeitspunkt an den Halbleiterbauelementen, Lautstärke, Klirrfaktor usw. anschaulich zu demonstrieren. Infolge der Ausführung der bauelementeaufnehmenden Steckplatten können die Variationen der Bauelemente schnell und sicher durchgeführt werden.
Zu dem Gerät gehören 16 Musterschablonen von 16 erprobten Grundschaltungen. Mit Hilfe einer sog. „Normschablone" lassen sich nach geeigneten Schaltungen die erforderlichen Schablonen herstellen und damit die Aufnahmeplatten bestücken. Zur Ausrüstung des Gerätes gehört ein Experimentierteil mit eingebautem Lautsprecher, Lautstärkeregler, Drehko, Vielfachmeßinstrument und Batterie-

satz. Diverses Werkzeug und die erforderlichen Bauelemente befinden sich im Magazinteil des Gerätes.

RÖHREN UND HALBLEITER

● Der VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK BERLIN zeigte als Neuheit die Schaltdiode OA 722.

Statische Werte
bei Umgebungstemperatur t_a 25 °C—5 grd
Durchlaßspannung bei

I_{AK} = 100 mA	U_{AK}	≦ 0,75 V
Sperrstrom bei U_{KA} = 10 V	I_{KA}	≦ 20 μA

Grenzwerte
bei Umgebungstemperatur
t_a 25 °C — 5 grd

Sperrspannung	$U_{KA\,max}$	20 V
Spitzensperrspannung (f ≧ 25 Hz)	$u_{ka\,max}$	30 V
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	120 mA
Durchlaßspitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$i_{AK\,max}$	400 mA
Stoßstrom (≦ 1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AKM\,max}$	600 mA
Sperrschichttemperatur	$I_{j\,max}$	75 °C

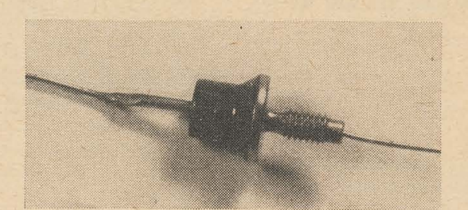


Schaltdiode OA 722, VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Der hohe Sperr- und kleine Durchlaßwiderstand, verbunden mit einer hohen mechanischen und elektrischen Stabilität, sichern dieser neuen Germanium-Kleinflächendiode einen universellen Einsatz als Schaltelement.

● Der VEB RÖHRENWERK MÜHLHAUSEN zeigte als Neuentwicklung die Röhre EL 500. Sie dient, ebenso wie die PL 500, als Endröhre in Horizontalablenkstufen von Fernsehempfängern.
Sockelschaltung, Abmessungen und elektrische Daten (mit Ausnahme der Heizung) entsprechen denen der PL 500. Die Heizung ist für 6,3 V Parallelschaltung ausgelegt.

● Als beachtenswerte Neuheit stellte das HALBLEITERWERK FRANKFURT/ODER den Germanium-Kleinleistungstransistor GC 301 aus. Er entspricht sowohl hinsichtlich der Verschlußtechnik als auch in bezug auf seine elektrischen Daten dem oft zitierten Weltniveau (Tabelle 1). Der Fortschritt bei diesem Transistortyp geht zurück, erstens auf ein hochdotiertes Emittergebiet, das auch bei höheren Kollektorströmen einen hohen Emitterwirkungsgrad und damit einen geringen Abfall der Stromverstärkung bei steigendem Kollektorstrom zu erreichen gestattet und zweitens auf die Verwendung eines speziellen Oberflächen-Stabilisationsmittels, das als Feuchtigkeitsgitter wirkt. Die maximal zulässige Kollektorspannung wird demzufolge nicht durch Oberflächeneffekte, sondern durch den Volumendurchbruch bestimmt. Trotz Verwendung relativ niederohmigen Ausgangsmaterials, das in der praktisch stets angewandten Emitterschaltung eine Grenzfrequenz von etwa 15 kHz (f_β) zur Folge hat (Grenzwert siehe Tabelle 1), wird dadurch eine maximal zulässige Kollektorspannung von 32 V erreicht. Die Nennverlustleistung der Transistortypen GC 300/301 beträgt bei idealer Kühlung und einer Gehäusetemperatur von 45 °C 400 mW. Bei einer Batteriespannung von 9 V kann man mit diesem Transistortyp eine Sprechleistung von 1 W gut erreichen. Diese Ausgangsleistung ist bekanntlich für moderne Kofferempfänger obligatorisch. Die Bedingungen für die Zusammenstellung von Pärchen lauten:



Silizium-Diffusionsgleichrichter SY 107, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

1. $-U_{BE}$ = 110 ··· 200 mV (Ruhearbeitspunkt)
   $\Delta U_{BE} \leqq 15$ mV bei $-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 5 mA
2. Abweichung der Basisströme $\Delta I_B \leqq 25\%$ bei $-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 50 mA und $-U_{CE}$ = 1 V, $-I_C$ = 350 mA

Die Silizium-Diffusionsgleichrichter der Reihe SY 100 bis SY 110 werden bis zu Nennsperrspannungen von 100 V (SY 110) hergestellt und haben eine Nennstromstärke von einem Ampere ohne Kühlblech (Widerstandslast)! Technisch steht ihrem Einsatz in den Netzteilen von Fernsehempfängern mit großem Ladekondensator nichts im Wege.
Als weitere Neuentwicklung war auf dem Ausstellungsstand des Halbleiterwerkes Frankfurt der Germanium-Leistungstransistor GD 200 ··· GD 220 zu sehen. Die vorläufigen Datenblattangaben sind in der Tabelle 2 zusammengestellt.
Als Leistungstransistor mit einer Nennverlustleistung von 15 W und einem Scheitelstrom von 6 A wird dieser Transistor von einem großen Teil der Geräteentwickler begrüßt werden. Der Niederfrequenztechniker, der hochwertige Verstärker bauen möchte, wird sich allerdings noch eine Erhöhung der Grenzfrequenz (siehe Tabelle 2) wünschen.

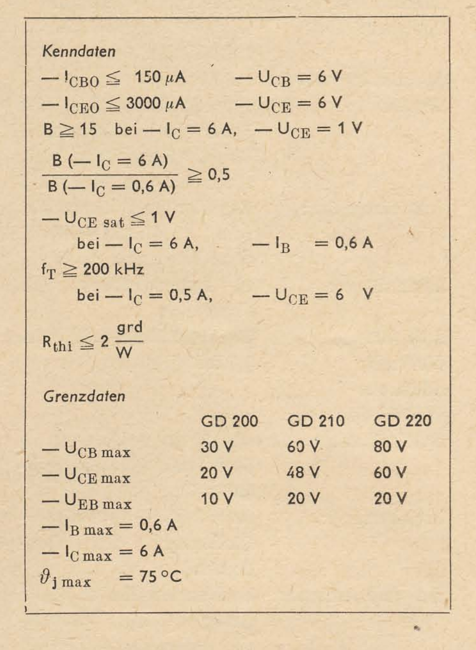


Germanium-Leistungstransistor GD 200, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

Tabelle 1

GC 300	GC 301
$-U_{CBO}$: max. 20 V	$-U_{CBO}$: max. 32 V
$-I_{C\,max}$: 0,5 A	
$-I_{C\,max\,imp}$: 1,5 A	
$-U_{CER}$: max. 20 V	$-U_{CER}$: max. 32 V
bei einem $R_{BE} \leqq 500\,\Omega$	
$-I_{CER} < 330\,\mu A$ bei U_{CE}: 20 V	$-I_{CER} < 330\,\mu A$ bei U_{CE}: 32 V
und bei $R_{BE} \leqq 500\,\Omega$	
$\frac{B_{500\,mA}}{B_{max}} \geqq 0{,}5$	
Stromverstärkungsgruppen: I B = 18 ··· 33; II B = 27 ··· 55; III B = 45 ··· 88; IV B = > 72 — bei $-U_{CE}$ = 1 V, $-I_C$ = 350 mA	
Grenzfrequenz in Emitterschaltung: $f_\beta \geqq 10$ kHz; $-U_{CE}$ = 2 V, $-I_C$ = 10 mA	
$R_{thi} \leqq 75$ grd/W	

Tabelle 2: GD 200 ··· GD 220



Kenndaten

$-I_{CBO} \leqq 150\,\mu A$ $-U_{CB} = 6$ V
$-I_{CEO} \leqq 3000\,\mu A$ $-U_{CE} = 6$ V
$B \geqq 15$ bei $-I_C = 6$ A, $-U_{CE} = 1$ V
$\frac{B(-I_C = 6\,A)}{B(-I_C = 0{,}6\,A)} \geqq 0{,}5$
$-U_{CE\,sat} \leqq 1$ V
bei $-I_C = 6$ A, $-I_B = 0{,}6$ A
$f_T \geqq 200$ kHz
bei $-I_C = 0{,}5$ A, $-U_{CE} = 6$ V
$R_{thi} \leqq 2\,\frac{grd}{W}$

Grenzdaten

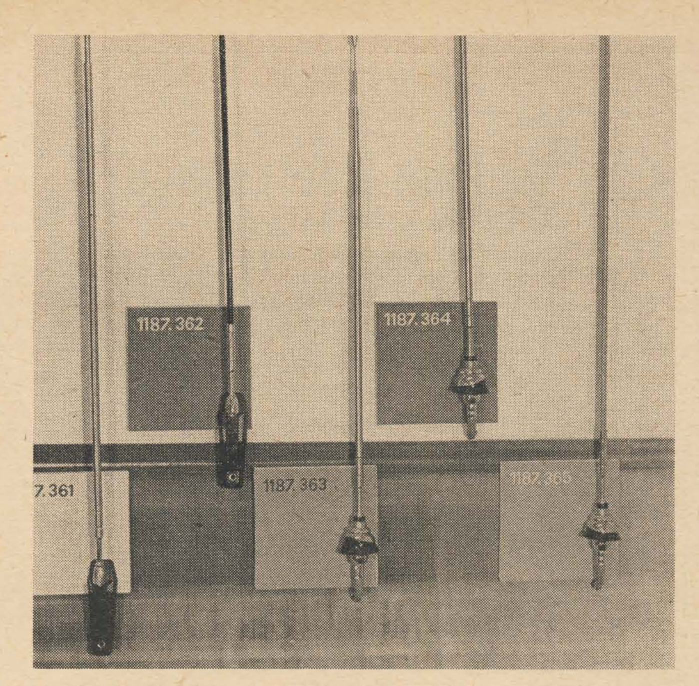
	GD 200	GD 210	GD 220
$-U_{CB\,max}$	30 V	60 V	80 V
$-U_{CE\,max}$	20 V	48 V	60 V
$-U_{EB\,max}$	10 V	20 V	20 V

$-I_{B\,max} = 0{,}6$ A
$-I_{C\,max} = 6$ A
$\vartheta_{j\,max} = 75$ °C

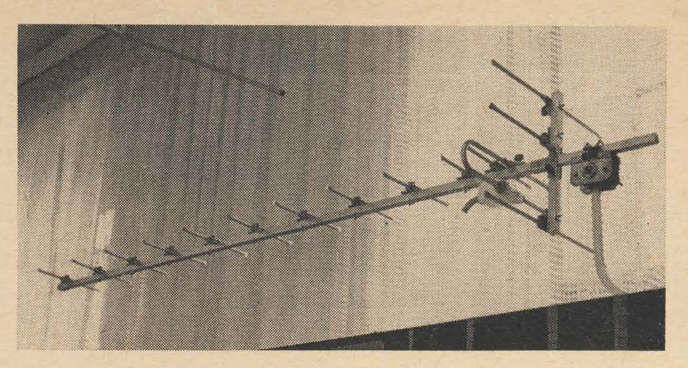
ANTENNEN

● Das Autoantennenprogramm des VEB ANTENNENWERKE BAD BLANKENBURG wurde um folgende Typen bereichert:
Autoaufbauantennen mit Biegestück
Teleskoplänge 1,20 m 4teilig
Teleskoplänge 1,70 m 4teilig
Antennenstab aus Glasfaser 1,30 m
Davon gibt es zwei Ausführungen, einmal zum Einbau von außen und innen und dann Einbaumöglichkeit nur von außen.

Technische Merkmale:
Befestigung an beliebiger, geeigneter Karosseriefläche möglich, geringe Einbautiefe. Ein Biegestück gestattet einfaches Biegen der Antenne bis 90° in jede gewünschte Lage. Tele-



Rechts: Autoaufbauantennen mit Biegestück; links: Seitenantennen mit Biegestück, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg



15-Element-UHF-Antenne, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

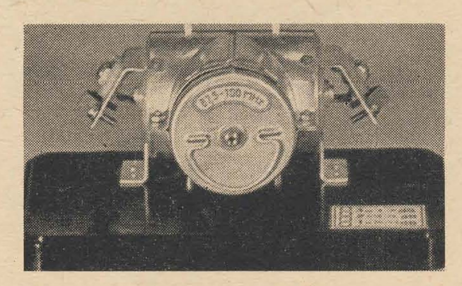
skopstäbe mit Gleitbuchse, Einzelstab mit Gummidichtung und Selbstfettung. Kabellänge etwa 1,30 m; Anschlußkapazität < 70 pF

Seitenantennen mit Biegestück

Teleskoplänge 1,20 m 4 teilig
Teleskoplänge 1,70 m 4 teilig
Antennenstab aus Glasfaser 1,30 m

Technische Merkmale:
Einfache, schnelle Montage. Biegestück gestattet ein einfaches Biegen der Antenne bis 90° in jede gewünschte Lage. Teleskopstäbe mit Gleitbuchsen, Einzelteile mit Gummidichtung und Selbstfettung. Kabellänge etwa 1,30 m; Anschlußkapazität < 70 pF.
Als weitere Neuheit ist die Antennenweiche 1185.052 zu nennen. Sie hat die Aufgabe, verschiedene Frequenzbereiche auf ein gemeinsames Kabel zu schalten, ohne daß in den einzelnen Bereichen eine Rückwirkung auftritt. Die Weiche kann sowohl am Anfang eines Kabels als auch am Ende eingeschaltet werden, sie kann dann entweder zum Zusammenschalten verschiedener Antennen auf ein gemeinsames Kabel oder aber zum Auftrennen eines Frequenzgemisches auf verschiedene Empfänger- oder Verstärkereingänge benutzt werden. Sie ist besonders zur Verwendung vor dem Gemeinschaftsantennenverstärker 1186.010-00002 des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg vorgesehen, da dieser im Gegensatz zu den früheren Ausführungen getrennte Eingänge für die verschiedenen Frequenzbereiche aufweist.
Durch Verwendung einer besonderen Vorschaltweiche können in den einzelnen Frequenzbereichen wie L, M, K, U und TV Sperrkreise und Dämpfungsglieder eingesetzt werden, ohne daß sich unerwünschte Nebenerscheinungen in den anderen Frequenzbereichen zeigen. Infolge der hohen Sperrdämpfung und des geringen Welligkeitsfaktors wirken sich Fehlanpassungen weitaus geringer aus, als es bisher bei den relativ einfachen Eingangsschaltungen der Verstärkerstreifen der Fall war.

Neu ist auch der UKW- und Fernsehsperrkreis, der speziell in Gemeinschaftsantennenanlagen zur Ausblendung von Störsendern und in unmittelbarer Sendernähe zur Dämpfung des Ortssenders dient, um Übersteuerungen des Verstärkers zu vermeiden. Durch seine hohe Güte ist es möglich, Sperrtiefen bis zu 20 dB zu erreichen. Der Frequenzbereich ist einstellbar durch einen eingebauten UKW-Präzisionslufttrimmer. Die Sperrtiefe ist ebenfalls einstellbar. Die Bandbreite ist max.



UKW- und Fernsehsperrkreis, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

3 MHz, sie ist abhängig von der eingestellten Sperrtiefe. Die Sperrkreise sind als Koaxialresonatoren aufgebaut, damit erreicht man eine hohe Kreisgüte von etwa 500 bis 600. Man kann bei mehreren Störsendern auch entsprechende Sperrkreise in Reihe schalten.
Die 15-Element-UHF-Antenne wird für den Frequenzbereich 470 bis 622 MHz (Kanal 21 bis 39) geliefert. Ihr Fußpunktwiderstand beträgt 240 Ω, die Anpassung $s = U_{max}/U_{min}$ ist < 3 (bezogen auf 240 Ω).
Für den Frequenzbereich von 174 bis 222 (230) MHz wurde eine 17-Element-Breitbandantenne gezeigt. Ihr Gewinn beträgt 10 bis 12,5 dB, das Vor-Rück-Verhältnis 16 bis 20 dB, Öffnungswinkel horizontal und vertikal etwa 40° bei f = 200 MHz, Antennenwiderstand 300 Ω.
Für Gemeinschaftsantennenanlagen, die nach dem Stichleitungssystem aufgebaut sind, wird eine Stichleitungsdose für den Einsatz in die üblichen Einputz- sowie Einbaukästen von IKA geliefert.

Technische Daten:

Anschluß Radio:	bis 20 MHz und 87 bis 100 MHz
Anschluß TV:	40 bis 70 MHz und 170 bis 230 MHz
Durchlaßdämpfung:	$b \leq 1$ dB
Welligkeitsfaktor der Klemmstelle:	$s \leq 1{,}1$

Für das Stichleitungssystem wurden ferner zwei Verteilerdosen entwickelt (Zweifachverteiler und Vierfachverteiler).
Zur Aufteilung bzw. Verzweigung der zwei Ausgangsleitungen des Antennenverstärkers stehen folgende neue Leitungsverteiler zur Verfügung:

Verteilerdose zweifach
Verteilerdose dreifach
Verteilerdose 2 × zweifach

Das Antennenleitungszubehör wird ferner durch eine Anschlußdose für Horizontalverlegung ergänzt.



Impedanzwandler IW3, Firma F. G. Häberle & Co

● Die Firma F. G. HÄBERLE & CO., Burgstädt, zeigte bereits zur Frühjahrsmesse eine Reihe neuer Bauteile für ein neues Installationssystem der Gemeinschaftsantennenanlagen, die sog. Horizontalinstallation. Dafür wurden nun mehrere schon längere Zeit in Serie gefertigte Bauteile elektrisch und mechanisch verbessert. Als Besonderheit ist der in seiner Ausführung auffallend kleine und formschöne Impedanzwandler IW 3 (Transformation von 60 auf 240 Ω oder umgekehrt) zu nennen, der bisher für die Bänder I bis III gefertigt wurde und nun für VHF und UHF eingesetzt werden kann.

STADION 2

TURNIER 116

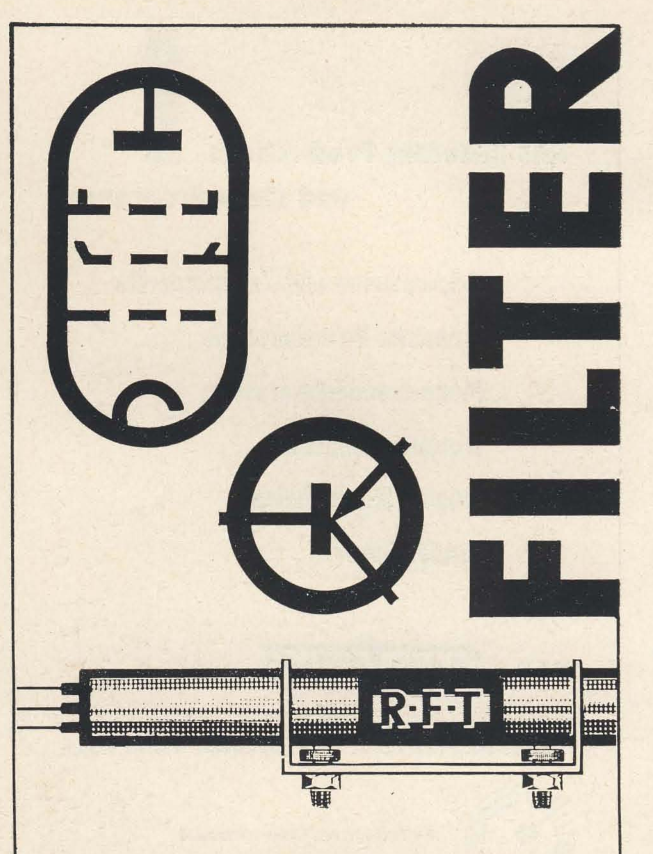
TURNIER 16

RAFENA

R·F·T

Rafena-Fernsehgeräte in Großserien von technisch-qualifizierten Mitarbeitern und namhaften Fachkräften für Formgestaltung geschaffen, entsprechen dem neuesten Stand der Technik und werden höchsten Ansprüchen gerecht

VEB RAFENA WERKE RADEBERG



Sowohl in Röhrenschaltungen als auch in Verbindung mit Transistoren können unsere

Magnetomechanischen Zweiseitenbandfilter

eingesetzt werden.

Dabei wird die gesamte Selektion in einer Verstärkerstufe wirksam, so daß weitere Verstärkerstufen aperiodisch ausgelegt werden können.

Infolge der großen Schwinggüte mechanischer Resonatoren werden mit diesem Bauelement besonders günstige Selektionseigenschaften erreicht, wodurch eine Vielzahl von Empfängern unabhängig voneinander betrieben werden können.

Unsere Filter zeichnen sich durch kleines Volumen, hohe mechanische Festigkeit und geringe Temperaturabhängigkeit der Kenndaten aus.

Fordern Sie bitte unsere ausführliche Druckschrift K 002/64



Potsdamer Straße 117/119 – Werbeabteilung

33103